tijdschrift van het

nederlands elektronica- en radiogenootschap

deel 39 - nr. 4 - 1974

nederlands elektronica- en radiogenootschap

Nederlands Electronika- en Radiogenootschap
Postbus 39, Leidschendam. Gironummer 94746 t.n.v.
Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

Het Genootschap stelt zich ten doel in Nederland en de Overzeese Rijksdelen de wetenschappelijke ontwikkeling en de toepassing van de elektronica en de radio in de ruimste zin te bevorderen.

Lidmaatschap

Voor lidmaatschap wende men zich tot de secretaris. Het lidmaatschap staat -behoudens ballotage- open voor academisch gegradueerden en hen, wier kennis of ervaring naar het oordeel van het bestuur een vruchtbaar lidmaatschap mogelijk maakt.

Studenten aan universiteiten en hogescholen komen bij gevorderde studie in aanmerking voor een junior-lidmaatschap, waarbij 50% reductie wordt verleend op de contributie. Op aanvraag kan deze reductie ook aan anderen worden verleend.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt zesmaal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en van de telecommunicatie.

Auteurs die publicatie van hun wetenschappelijk werk in het tijdschrift wensen, wordt verzocht in een vroeg stadium kontakt op te nemen met de voorzitter van de redactie commissie.

De teksten moeten, getypt op door de redactie verstrekte tekstbladen, geheel persklaar voor de offsetdruk worden ingezonden.

De abonnementsprijs van het tijdschrift bedraagt f 40,--. Aan leden wordt het tijdschrift kosteloos toegestuurd.

Tarieven en verdere inlichtingen over advertenties worden op aanvrage verstrekt door de voorzitter van de redactiecommissie.

DE EXAMENS

De examens door het Genootschap ingesteld en afgenomen zijn:

a. op lager technisch niveau:"Elektronica monteur NERG"
b. op middelbaar technisch niveau: Middelbaar Elektronica Technicus NERG"
c. voor het oude examen "Elektronica Technicus NERG" kan volgens de beeindigingsregeling nog slechts tot en met 1975 worden ingeschreven.

Brochures waarin de exameneisen en het examenreglement zijn opgenomen kunnen schriftelijk worden aangevraagd bij de Administratie van de Examencommissie.

Voor deelname en inlichtingen wende men zich tot de Administratie van de Examencommissie NERG, Genemuidenstraat 279, den Haag, gironummer 6322 te den Haag.

HEDEN EN TOEKOMST VAN DE MINICOMPUTER

door Ir. N. v.d. Vlugt
Philips Electrologica, Apeldoorn

DEFINITIE

Een minicomputer heeft als kenmerken:

- is niet typisch ontworpen voor één bepaalde toepassing, doch is algemeen bruikbaar voor vele applicaties. De fabrikant verkoopt dit produkt onder de naam minicomputer en niet onder de naam van een of ander computer-georiënteerd produkt.
- De woordlengte, welke mede bepalend is voor het gemak in het gebruik, is 24 bits of minder en bedraagt veelal 16 bits (bit = binaire eenheid).
- Het geheugen is uit te breiden van 4096 woorden tot 32.768 woorden.
- De basisprijs van de minicomputer met een geheugengrootte van 4096 woorden ligt momenteel in het algemeen tussen $ 3000 en $ 25.000.

HISTORIE

Voor een goed begrip is enige kennis van de minicomputer historie noodzakelijk.

In de loop van de tijd is door de minicomputer fabrikanten voortdurend de beschikbaarheid van goedkopere en nieuwe bouwelementen en van nieuwe bouwwijzen getoetst aan het mogelijk gebruik ervan in de minicomputer.

Voor de bouwelementen is van belang geweest de overgang van transistoren op geïntegreerde circuits (SSI), van SSI op "Medium Scale Integration" (MSI) en het gebruik van halfgeleider "Read Only Memory" (ROM) voor de vervanging van het typische fabrikant afhankelijke gedeelte van de computer. Het laatste jaar wordt zelfs al overgegaan van MSI op "Large Scale Integration" (LSI). Deze LSI elementen worden óf speciaal voor en/of door de minicomputer-fabrikant ontworpen óf zijn "standaard" bouwelementen.

Bij de geheugens is de "stack" van kernen gecombineerd met de besturings- en adresseringselectronica op één plaat met gedrukte bedrading. Vervolgens zijn op één plaat steeds grotere "stacks" van kernen met bijbehorende besturings- en adresseringselectronica geplaatst. Voor kleinere geheugens komen tegenwoordig ook halfgeleider-geheugens in aanmerking.

Bij de bouwwijze is de tendens geweest het vergroten van de afmetingen van de gedrukte bedradingsplaat waarop de bouwelementen worden gemonteerd, de aanwezigheid van connectoren aan twee zijden van de plaat en de vervanging van de onderlinge "wire-wrapped" verbindingen tussen gedrukte bedradingsplaten door een gedrukte bedradingsplaat. Sinds kort is het zelfs mogelijk om de minicomputer inclusief een deel van het geheugen op één gedrukte bedradingsplaat onder te brengen.

Dat de minicomputers de laatste jaren meer en meer in de belangstelling zijn gekomen, is te wijten aan de hiervoor geschetste ontwikkelingen en aan de prijspolitiek welke hierbij gevolgd is door de minicomputer-fabrikanten. Zodra een combinatie van nieuwe bouwelementen, geheugens en bouwwijze kan leiden tot een aanmerkelijke verlaging van de kostprijs, ontwikkelt de minicomputer-fabrikant een nieuwe minicomputer. De kostprijsverlaging wordt in de vorm van een lagere verkoopprijs van het nieuwe produkt ten opzichte van het oude produkt aan de gebruikers doorgegeven. Hierdoor is bereikt, dat reeds gedurende een decennium de basisprijs van een minicomputer met een geheugengrootte van 4096 woorden over de jaren heen gemiddeld 20% per jaar is gedaald. Ook voor de komende jaren wordt verwacht, dat deze tendens zich voortzet.

De minicomputer-fabrikant handhaaft in het algemeen na de eerste levering van zijn minicomputer de verkoopprijs op een konstant niveau. Niet alle minicomputer-fabrikanten zullen echter tegelijk met een nieuw minicomputermodel uitkomen. De gemiddelde daling van de verkoopprijs van nieuw te leveren modellen van 20% per jaar betekent, dat de minicomputer-fabrikant weer snel aan een opvolger van zijn geannonceerde model moet werken om te kunnen blijven concurreren. Binnen 1½ à 2½ jaar na de eerste levering van het geannonceerde model zal dan de minicomputer-fabrikant weer met een opvolger uitkomen. Uiteraard zal het oorspronkelijke model nog enige tijd gevoerd blijven worden.

Ondanks het feit dat voor het nieuwe model nieuwe bouwelementen en bouwwijzen worden toegepast, zal de fabrikant voor een nieuw model slechts geleidelijk gaan afwijken van zijn hiervoor gevoerde minicomputer concept. Het is onder dergelijke omstandigheden niet ongebruikelijk dat een minicomputer

concept van een fabrikant bijvoorbeeld 7 jaar blijft bestaan. Voor de gebruiker heeft dit als voordeel dat de kosten van overschakeling van het ene model op het andere model beperkt zullen blijven, terwijl hij anderzijds kan profiteren van de lagere verkoopprijs van het nieuwe model.

De gemiddelde daling van de verkoopprijs met 20% per jaar heeft veroorzaakt, dat steeds nieuwe applikaties worden gevonden waarvoor het meer lonend is om een minicomputer in te zetten dan om voor de applikatie iets speciaals te ontwerpen. Hierdoor is het in het verleden geen uitzondering geweest, dat in één jaar tijd 50% meer minicomputers werden geleverd dan in het jaar ervoor. Deze geweldige groei heeft veroorzaakt, dat er in 1974 in totaal al meer minicomputers dan grote computers staan geïnstalleerd.

VASTLEGGING VAN GEGEVENS IN DE MINICOMPUTER

Ten behoeve van de overdracht van gegevens tussen enerzijds een elektrische schrijfmachine, snelle regeldrukker of een telefoonlijn en anderzijds de minicomputer, zijn afspraken gemaakt over de wijze waarop hoofdletters, kleine letters, cijfers, speciale tekens en speciale handelingen worden vastgelegd. Voor de minicomputer is als standaard gekozen de U.S.A.S.C.I.I. presentatiewijze. Het cijfer 5 bijvoorbeeld wordt hierbij voorgesteld door de bitcombinatie 10110101. De 8 bits per symbool, welke $2^8 = 256$ keuzemogelijkheden toelaten, zijn ruim voldoende voor de circa 100 keuzemogelijkheden van een normale elektrische schrijfmachine en zijn tevens voldoende om de huidige gedefinieerde USASCII standaard later nog met bijzondere letters of tekens uit te breiden.

Een eenheid van 8 bits wordt ook wel een byte genoemd. Voor de minicomputer is als meest gebruikte woordlengte gekozen 16 bits, ter lengte dus van 2 bytes, waarbij 16 bits in 1 cyclus van het geheugen hieruit gehaald of erin gebracht kunnen worden.

Indien voornamelijk cijfers en geen letters of tekens moeten worden vastgelegd, vindt de interne presentatie van deze cijfers in de minicomputer om efficiency redenen veelal niet volgens USASCII wijze, doch op binaire wijze plaats. Met 16 bits kan dan een getal van 0 tot 65.535 ($2^{16} - 1$) of van - 32.768 tot + 32.767 worden gevormd. Dit is meer dan 2x efficiënter dan bij USASCII, waar met 16 bits slechts 2 cijfers (2 bytes) kunnen worden gevormd.

STRUKTUUR VAN DE MINICOMPUTER

De hedendaagse minicomputer bevat een aantal registers, een geheugen en een rekeneenheid.

Het aantal registers bedraagt momenteel vaak 16. Deze worden gebruikt als hulpmiddel bij de bewerking van gegevens, voor tijdelijke opslag van tussenresultaten en voor de bepaling van de plaats (adressering) waar een gegeven zich in het geheugen bevindt.

Het geheugen heeft vaak een maximale grootte van 65.536 bytes van 8 bits of 32.768 woorden van 16 bits. De tijd, die nodig is om een gegeven van 16 bits of van 8 bits in het geheugen te brengen of eruit te halen, bedraagt tegenwoordig zelfs minder dan 1 microseconde (micro = 10^{-6}). Deze tijd wordt ook wel cyclustijd genoemd. Het geheugen bevat zowel gegevens als instrukties, welke de handelingen voorschrijven die op de gegevens verricht moeten worden. In gecodeerde vorm staat in de instruktie vermeld waar zich het gegeven bevindt dat bewerkt moet worden, welke bewerking hierop losgelaten moet worden en waar het gegeven weer opgeborgen moet worden. Een opeenvolging van instrukties wordt een programma genoemd.

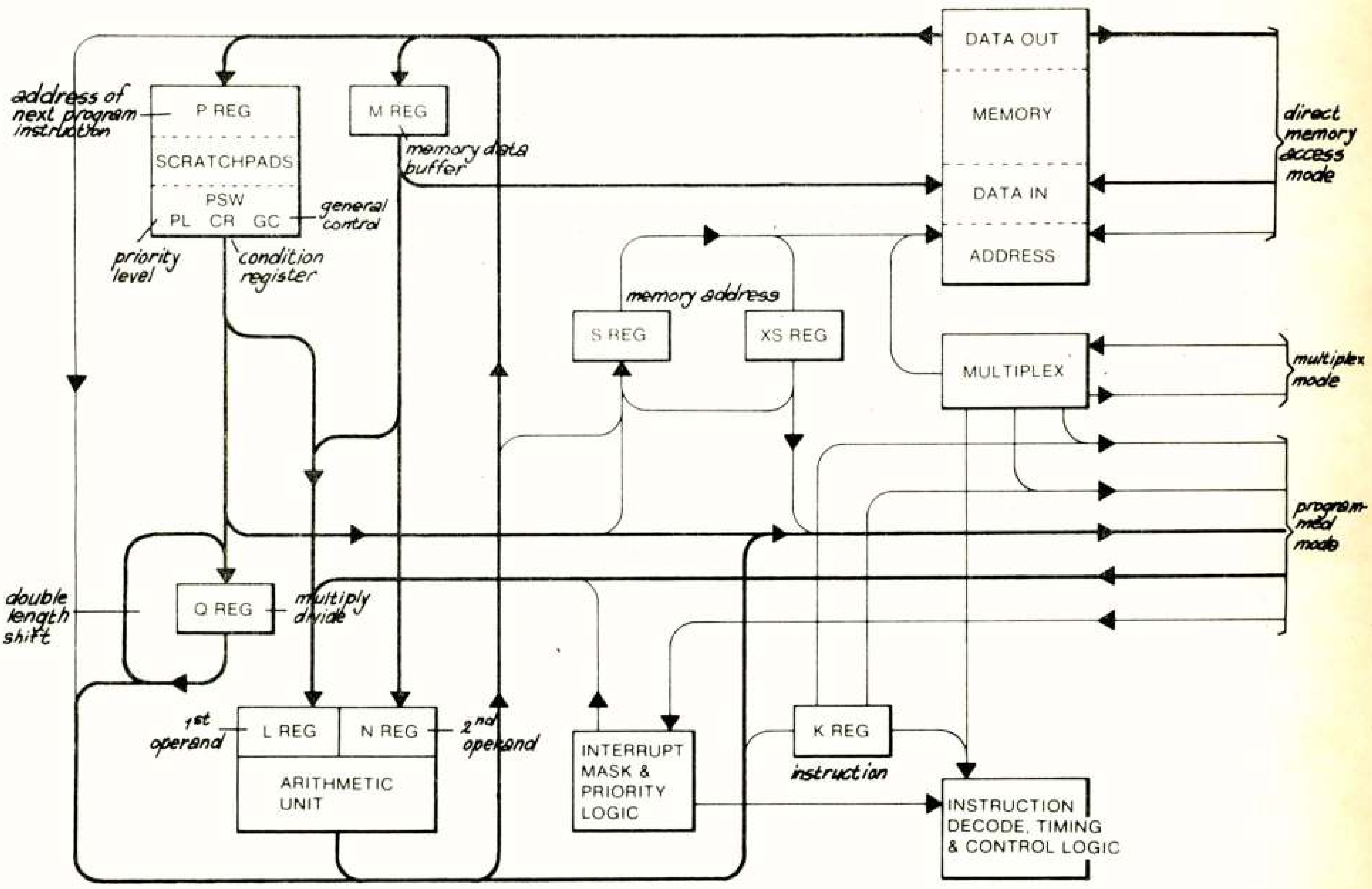
Voor de bewerking intern in de minicomputer draagt een rekeneenheid zorg. Een bewerking kan onderling plaats vinden tussen een gegeven in het geheugen, in een register of van buiten de minicomputer.

Uit het gesimplificeerde schema van de minicomputer op de volgende pagina blijken de mogelijkheden van de hedendaagse minicomputer. De 16 registers bevinden zich in dit schema linksboven (scratch pad), het geheugen rechtsboven (memory) en de rekeneenheid linksonder (arithmetic unit). De paden voor de overdracht van gegevens intern in de minicomputer zijn vet gedrukt. De met vet gedrukte lijnen stellen besturingssignalen voor.

Adressering van het geheugen

Een instruktie van de minicomputer bestaat òf uit 1 woord van 16 bits òf uit 2 opeenvolgende woorden van 16 bits (32 bits dus).

Bij direkte adressering wordt door het 2e woord van 16 bits in de instruktie de plaats van een in het geheugen te vinden of op te bergen variabel gegeven vastgelegd. In het schema wordt het 2e instruktiewoord van het geheugen in het geheugenbufferregister M gebracht en hiervandaan via het N register van de rekeneenheid naar het geheugenadresregister S, hetwelk de plaats van het variabele gegeven bepaalt.



Gesimplificeerd schema van de struktuur van een minicomputer

Van indirekte adressering is sprake als op de hiervoor aangegeven plaats in het geheugen niet het variabele gegeven te vinden is, doch naar de uiteindelijke plaats van het variabele gegeven gerefereerd wordt. In het schema wordt dan de inhoud van de door adresregisters aangegeven geheugenlokatie gebracht naar register M en hiervandaan via het N register van de rekeneenheid naar het geheugenadresregister S, hetwelk de uiteindelijke plaats van het variabele gegeven bepaalt.

Bij indexering is de plaats van het variabele gegeven in het geheugen gelijk aan de som van de inhoud van het tweede woord van de instruktie en de inhoud van een in de instruktie gespecificeerd register, hetwelk indexregister wordt genoemd.

In het schema worden dan in de rekeneenheid de inhoud van het indexregister en de inhoud van het M register, dat het tweede instruktiewoord bevat, bij elkaar opgeteld en het resultaat ervan in het geheugenadresregister S geplaatst, hetwelk de plaats van het variabele gegeven bepaalt.

Bij geïndexeerde indirekte adressering bevat de met indexering berekende plaats in het geheugen het uiteindelijke adres, waar het gegeven zich in het geheugen bevindt.

Bij adressering van een konstante bevat de instruktie zelf reeds de konstante, welke dus direkt bewerkt kan worden.

Bij registeradressering wordt de inhoud van een gespecificeerd register als een geheugenadres opgevat. In het schema wordt de inhoud van het register dan direkt naar het geheugenadresregister S gebracht, hetwelk de plaats van het variabele gegeven bepaalt. De inhoud van het gespecificeerde register is vaak door berekening tot stand gekomen.

Kanalen

Het gemak waarmee gegevens uitgewisseld kunnen worden tussen apparatuur of een proces en de minicomputer zelf, heeft in belangrijke mate bijgedragen tot de populariteit van de minicomputer.

In geprogrammeerde mode (zie schema) wordt bij uitvoer het gegeven vanuit een register van het scratchpad direkt buiten de computer gebracht. Bij invoer in de computer wordt het gegeven via het register

van de rekeneenheid gebracht naar een register van het scratchpad.

Hiervoor reeds heeft het apparaat of proces via een interruptaanvrage aan de computer de wens voor transport te kennen gegeven. Gegevens die snel moeten worden getransporteerd, krijgen hierbij prioriteit boven gegevens, die een minder hoge urgentie van transport vereisen.

Na ontvangst van de interruptaanvrage moet het lopende programma, dat waarschijnlijk ook gebruik maakt van registers van het scratchpad, worden onderbroken. De inhoud van de registers moet tijdelijk in het geheugen worden opgeslagen, waarna transport (en bewerking) van het gegeven plaats kan vinden. Na afloop van het transport wordt de computer in de status van vóór de onderbreking gebracht, waarna het onderbroken lopende programma wordt gecontinueerd.

De hier beschreven handelingen kosten tijd. De geprogrammeerde mode wordt daarom gebruikt voor transport van gegevens, die afkomstig zijn van relatief langzaam werkende apparaten of processen, (maximaal enige duizenden gegevens per seconde) of voor transport van gegevens die direkt na transport bewerkt moeten worden.

In multiplex mode (zie schema) vindt bij invoer in de computer het transport van een gegeven plaats via het L register van de rekeneenheid en het geheugenbufferregister M naar het geheugen. Bij uitvoer uit de computer wordt het gegeven uit het geheugen via het geheugenbufferregister M en het register van de rekeneenheid buiten de computer gebracht. Het geheugenadres wordt door het multiplex kanaal bepaald.

Het multiplex kanaal wordt in het algemeen gebruikt voor het transport van een blok van gegevens ter grootte van enige honderden woorden of bytes direkt naar of van het geheugen. Deze gegevens worden onbewerkt in het geheugen gebracht of staan in bewerkte vorm in het geheugen te wachten op transport. Aangezien tijdens het transport van deze gegevens geen gebruik gemaakt wordt van registers van het scratchpad, is deze wijze van transport veel sneller dan in de geprogrammeerde mode.

Een snelheid van enige honderdduizenden woorden of bytes per seconde is in de multiplex mode mogelijk. Wel kost het geschikt maken van het multiplex kanaal voor het begin van een transport enige tijd, waarbij het aantal te transporteren gegevens en het geheugenadres aan het kanaal kenbaar gemaakt worden. Na elk transport van een gegeven wordt de plaats voor het gegeven in het geheugen bijgewerkt in het multiplex kanaal.

Bij direkte geheugentoegankelijkheid (zie schema) wordt geen gebruik meer gemaakt van de rekeneenheid van de minicomputer voor het transport van het gegeven en voor de berekening van de plaats van het gegeven in het geheugen (zoals in de multiplex mode), doch is speciale elektronika hiertoe in het kanaal aangebracht. Een transportsnelheid van circa 1 miljoen woorden of bytes is mogelijk met dit kanaal, hetwelk dicht bij de mogelijkheden van het geheugen ligt.

Rekeneenheid

Onder de paragraaf adressering van het geheugen is vermeld, dat het tweede instruktiewoord van 16 bits gebruikt kan worden voor plaatsbepaling van het geheugen. Het eerste instruktiewoord bestaat uit:

. 1 bit voor het onderscheid tussen een instruktie bestaande uit 2 woorden en een instruktie bestaande uit 1 woord. Dit laatste is het geval indien geen gebruik wordt gemaakt van het geheugen.
. 2 bits voor aanduiding van de mogelijkheid van adressering, te weten direkte adressering, indirekte adressering, geïndexeerde adressering en geindexeerde indirekte adressering.
. 4 bits voor aanduiding van het indexregister. In het geval dat geen geheugen geadresseerd behoeft te worden, zoals bij een instruktie bestaande uit één instruktiewoord van 16 bits, kunnen de 2 bits voor aanduiding van de adressering en de 4 bits voor aanduiding van het indexregister voor andere doeleinden worden gebruikt.
. 4 bits voor aanduiding van het register waarop een bewerking moet worden verricht.
. De 5 resterende bits dienen voor de aanduiding, welke soort van bewerking (operatie) verricht moet worden.

Het eerste instruktiewoord wordt in het schema vanuit het geheugen in het K register gebracht. Hierna worden de afzonderlijke bits gedecodeerd, waarna bekend is wat voor soort van bewerking verricht moet worden en welke paden achtereenvolgens in de computer gebruikt worden. De bewerking vindt normaliter plaats op de inhoud van een geheugenplaats, op de inhoud van een register, tussen de inhoud van een geheugenplaats en een register en tussen de inhoud van 2 registers onderling. Ook zijn bewerkingen mogelijk tussen een register en het geprogrammeerde kanaal of tussen het multiplex kanaal of het direkte geheugentoegankelijke kanaal en een register tijdens de initialisering van zo'n kanaal. De gegevens kunnen zijn variabelen of konstanten, bytes of woorden.

Bij de meeste bewerkingen is naast het volledige resultaat van de bewerking, ook een vereenvoudigd resultaat van de bewerking te vinden in het conditie-

register. De inhoud van het conditieregister, dat informatie bevat zoals groter dan, gelijk aan, kleiner dan, kan met een instruktiewoord direkt op eenvoudige wijze worden getest.

Als soort van bewerking is zoal mogelijk:

- transport van een gegeven van 8 bits of 16 bits
- rekenkundige bewerking zoals optellen, aftrekken en soms ook vermenigvuldigen of delen
- logische bewerking zoals een logisch produkt of een logische optelling
- het een aantal plaatsen naar links of rechts schuiven of roteren van de bits in een woord
- het vergelijken met elkaar van 2 woorden of 2 bytes
- het aanroepen van een hulpprogramma in een hoofdprogramma en het weer terugkeren vanuit het hulpprogramma naar het hoofdprogramma
- het in een programma springen naar de plaats van een andere instruktie, hetgeen al of niet afhankelijk is van de status van het conditieregister
- transport van een gegeven van een kanaal naar een register of van een register naar een kanaal; het zenden van een besturingscommando naar een apparaat of het testen van de status waarin een apparaat zich bevindt.

RANDAPPARATUUR

Papieren band is het meest populaire medium voor de invoer van informatie in een minicomputer. In één regel van de band kunnen 8 bits naast elkaar worden geplaatst. Voor de vastlegging van 16 bits zijn dus 2 regels in de band nodig. De invoer in de minicomputer geschiedt met 300 tot 600 symbolen per seconde, de uitvoer met 75 tot 150 symbolen per seconde.

Ponskaarten worden slechts gebruikt in enige specifieke applicaties.

Een elektrische schrijfmachine is praktisch aan iedere minicomputer aangesloten. Via het afdrukmechanisme wordt een beperkte hoeveelheid informatie op papier verstrekt aan diegene die de minicomputer bedient. Deze kan als antwoord hierop additionele informatie aan de minicomputer verstrekken via het toetsenbord.

De symbolen worden achter elkaar op een regel afgedrukt met een snelheid van 10 tot 50 symbolen per seconde, bij een regelbreedte van 80 tot 110 symbolen.

Bij een regeldrukker wordt een regel ter breedte van 120 tot 132 symbolen in één keer gedrukt bij een snelheid van 200 tot 600 regels per minuut. Aangezien dit faktoren sneller is dan bij de elektrische schrijfmachine, wordt de regeldrukker gebruikt in die toepassingen, waarbij veel informatie op paier vastgelegd moet worden.

Bij magnetische band worden in de breedte van de band maximaal 9 bits geplaatst. De gegevens worden achter elkaar op de band geschreven en verwerkt met een snelheid tot 70.000 symbolen per seconde.

Magnetische band wordt voornamelijk gebruikt voor de uitwisseling van grote hoeveelheden gegevens met andere, veelal grotere computers. Dit komt omdat de wijze waarop informatie op de band geschreven wordt, gestandaardiseerd is en omdat het een relatief snel medium is voor invoer in een grote computer.

Bij de cassette band wordt in de breedte van de band slechts 1 bit geplaatst en worden de bits achter elkaar op de band geplaatst. Toch zijn inlees- en uitleessnelheden van 750 symbolen per seconde gebruikelijk. Het grote gemak van bediening en de relatief lage prijs (aanzienlijk goedkoper dan magnetische band en iets duurder dan papieren band) hebben veel bijgedragen tot de populariteit van de cassette band in applicaties, waar gegevens achter elkaar op een band kunnen worden geschreven en verwerkt. De onderlinge uitwisseling van cassette banden tussen computers van verschillend fabrikaat wordt echter nog beperkt door het ontbreken van een standaardwijze, waarop gegevens op de band worden vastgelegd.

Het magnetische schijvengeheugen wordt gebruikt bij de ontwikkeling van systemen en in diverse applikaties vanwege zijn combinatie van gunstige eigenschappen:

- capaciteit van 2.5 miljoen symbolen tot enige tientallen miljoenen symbolen per schijveneenheid. Deze capaciteit is groot in verhouding tot de grootte van het geheugen van de minicomputer.
- opzoektijd van enige tientallen milliseconden (milli = 10^{-3}) van een gegeven. Dit is ongunstiger dan voor het geheugen van de minicomputer, doch veel gunstiger dan voor de magnetische band of cassette band.
- prijs, die in de orde van grootte ligt van die van een magneetband
- schijvenpakket dat verwisselbaar is, zodat er relatief goedkoop een bibliotheek van kan worden aangelegd.

Ook apparatuur van de gebruiker kan direkt aan de minicomputer worden aangesloten. Dit geldt eveneens

voor apparatuur op afstand.

Direkte aansluiting van gebruikers-apparatuur

Een minicomputer is uitermate geschikt voor het direkt ontvangen, het verwerken en het verstrekken van externe digitale gegevens. Zo kunnen bijvoorbeeld de stand van een schakelaar of de stand van een motoras worden uitgelezen of een relais, lampje, stappenmotor worden bestuurd. Zonder meer kan direkte aansluiting hiervan aan de minicomputer niet geschieden, omdat toch enige maatregelen getroffen moeten worden, zoals de aanpassing van het spanningsniveau aan de minicomputer, een galvanische scheiding t.b.v. storingsonderdrukking of een bufferfunktie voor het tijdelijk onthouden van snel wijzigende signalen.

Vele meetopnemers leveren echter analoge gegevens in de vorm van een elektrische spanning of stroom. Niet-elektrische meetgegevens, afkomstig van bijvoorbeeld een drukopnemer, worden in een elektrische spanning of stroom omgezet. Vaak is het niveau van de afgegeven elektrische spanning laag, zodat toepassing van een gelijkspanningsversterker nodig is om optimale aanpassing aan de analoog-digitaal omzetter te verkrijgen. Deze wordt direkt aan de minicomputer aangesloten.

Uit kostenoverwegingen wordt vaak bij invoer van de analoge meetgegevens in de computer gebruik gemaakt van een multiplexer, welke de doorverbinding van het gekozen ingangssignaal met de gelijkspanningsversterker verzorgt. Hierdoor is slechts één gelijkspanningsversterker en één analoog-digitaal omzetter nodig voor de invoer van alle meetgegevens. De meetgegevens worden dus na elkaar in de computer gevoerd.

Voor het verstrekken van analoge informatie aan externe apparatuur, zoals bijvoorbeeld een elektrische schrijver, zijn een digitaal-analoog omzetter en een buffer nodig voor het tijdelijk vasthouden van het gegeven.

Aansluiting van apparatuur op afstand

Transmissie is het overbrengen van gegevens op elektrische basis over een (kleine of grotere) afstand. Aan de zendzijde van een lijn wordt een symbool omgezet in bits na elkaar. De bits worden na elkaar over de lijn gezonden. Aan de ontvangstzijde van de lijn worden de bits weer tot een symbool samengevoegd, waarvoor een synchronisatie mechanisme nodig is dat feilloos funktioneert:

- bij elk symbool kan een eigen synchronisatie kenmerk meegezonden worden, het zogenaamde startbit en stopbit. Men spreekt dan van asynchrone transmissie, waarbij in Europa de snelheden meestal liggen in het gebied van 50 tot 300 of 600 bits per seconde en maximaal 1200 bits per seconde.
- Op een blok van enige tientallen tot enige honderden symbolen wordt om efficiency redenen slechts één synchronisatiekenmerk meegezonden. Men spreekt dan van synchrone transmissie, waarbij in Europa de snelheden meestal 600 tot 4800 bits per seconde bedragen tot zelfs 50.000 bits per seconde in netwerken.

Indien aan de ene zijde van een lijn een minicomputer is aangesloten kan men aan de andere zijde van de lijn als apparatuur zoal aantreffen:

- elektrische schrijfmachine met een snelheid tot 30 symbolen per seconde, aangesloten via een asynchrone lijn van 300 bits per seconde
- beeldschermen met toetsenbord voor 1024 of 2048 symbolen, aangesloten via een asynchrone lijn van 1200 bits per seconde of via een synchrone lijn van 2400 bits per seconde
- regeldrukker van 300 regels per minuut, 120 symbolen regelbreedte, aangesloten via een synchrone lijn van 4800 bits per seconde
- gegevens verzamelend apparaat, bijvoorbeeld t.b.v. aanwezigheidscontrole of t.b.v. het milieu, aangesloten via een asynchrone lijn.

PROGRAMMATUUR

De door de machineleverancier mede te leveren systeem-programmatuur wordt wel onderverdeeld in de categorieën vertaalprogramma's, besturingsprogramma's, dienstprogramma's.

Vertaalprogramma's

Assembleerprogramma. In het hoofdstuk "STRUKTUUR VAN DE MINICOMPUTER" is aangegeven hoe een instruktie bestaande uit 1 of 2 woorden tot op bitniveau gespecificeerd wordt. Het op deze manier programmeren in machinetaal, waarbij vele instrukties worden geschreven, is een veel tijd en aandacht vergende activiteit. Een grotere efficiency in het programmeren wordt verkregen door het gebruik van een assembleertaal, waarbij inplaats van bitsaanduiding voor de instruktie symbolen worden gebruikt, die een duidelijk verband vormen met de te verrichten handeling. Zo betekent de instruktie LD A2, ADR3 bijvoorbeeld LAAD (breng over) de inhoud van geheugenplaats ADR3 naar register A2.

Een assembleerprogramma vertaalt de instrukties van assembleertaal in machinetaal, waarbij deze machine-instruktie correspondeert met één enkele instruktie in assembleertaal. Het assembleervertaalprogramma signaleert hierbij ook een aantal gemaakte fouten.

"Hogere" talen. Naarmate men bij het programmeren verder afstand neemt van de machinetaal en zich gaat uitdrukken in een taal, die dichter bij de menselijke taal ligt, worden steeds gecompliceerder vertaalprogramma's nodig, die de "hogere" taal omzetten in machinetaal. Een van de meest gebruikte gestandaardiseerde taal in minicomputers is FORTRAN (= FORMULA TRANSLATION), waarbij een veel op de wiskundige notatie gelijkende schrijfwijze wordt gehanteerd. In FORTRAN is A = B + C * D ** 2 gelijk aan de wiskundige notatie $A = B + C.D^2$, hetgeen overeenkomt met 5 machine-instrukties.

Andere veel gebruikte "hogere" talen zijn:

. BASIC (= Beginner's All-purpose Symbolic Instruction Code) voor beginners.
. COBOL (= COMMON Business Oriented Language) voor administratieve toepassingen.
. Algol (= Algorithmic Language) voor ingewikkelde wiskundige berekeningen.

Samenvoeging van programma modules. Tijdens het ontwikkelen van programma's is het aan te bevelen dat de gebruiker voorkomt dat grote complexe programma's worden geschreven. Inplaats van één groot programma dient het probleem opgesplitst te worden in verschillende stappen, waarbij elke stap als een afzonderlijke module wordt geschreven. De mogelijke kans op fouten wordt hiermee gereduceerd, terwijl voorts wijzigingen in een programma eenvoudiger doorgevoerd en getest kunnen worden. Het samenvoegen van de verschillende modules geschiedt met de "Linkage Editor". Iedere module kan hierbij geschreven zijn in de meest geschikte taal zoals bijvoorbeeld assembleertaal, Fortran of Basic.

Dienstprogramma's

Voor het herstellen van fouten in een programma of gegevens staan hulpprogramma's ter beschikking om een module of een regel in een programma of soms zelfs een symbool in een regel ergens tussen te voegen, te verwijderen of te corrigeren. Het opsporen en elimineren van fouten wordt vergemakkelijkt door een foutenzoekend programma. Tijdens de uitvoering van een programma kan op van te voren gespecificeerde punten gestopt worden of bericht worden dat dit punt in het programma is gepasseerd. Ook kan de inhoud van geheugenplaatsen of registers worden afgedrukt op een regeldrukker of schrijfmachine, waarna achteraf een verklaring gezocht kan worden waarom er iets mis is gegaan in het onderzochte programma.

Voorts staan dienstprogramma's ter beschikking voor het voor de eerste maal invoeren van een programma of gegevens in het geheugen of voor de eerste maal beschrijven van een magnetisch schijvengeheugen.

Besturingsprogramma's

De vertaalprogramma's en de dienstprogramma's zijn van groot nut tijdens de ontwikkeling van een gebruikersprogramma. Zodra hierbij meerdere gebruikers de minicomputer benutten, ontstaat de behoefte aan een besturingsprogramma, dat herkent welke werkzaamheden voor de verschillende gebruikers verricht moeten worden en hoe dit gepland moet worden. De gebruikers worden dan óf na elkaar afgehandeld óf krijgen om de beurt een bepaalde tijd van de minicomputer ter beschikking.

Naast de herkenning en de planning van de te verrichten werkzaamheden verstrekt het besturingsprogramma hulp tijdens de uitvoering van programma's:

. voert taken uit die voor vele programmadelen van belang zijn zoals de communicatie met randapparatuur, het toewijzen van de tijd van de centrale machine voor te verrichten werkzaamheden, afhandeling van interrupts afkomstig van apparatuur.
. houdt toezicht op het programma tijdens de uitvoering en signaleert hierbij abnormale situaties aan het bedieningspersoneel.

Van de diensten van het besturingsprogramma kan gebruik gemaakt worden door een aanvraag direkt via het gebruikersprogramma of via de aan de minicomputer gekoppelde elektrische schrijfmachine door het bedieningspersoneel.

Naast de besturingsprogramma's, welke ontworpen zijn als hulpmiddel bij de ontwikkeling van gebruikersprogramma, staan bij de hedendaagse minicomputer ook signaalverwerkings-besturingsprogramma's ter beschikking. Deze zijn zeer geschikt voor de uitvoering van gebruikersprogramma's in een industriële omgeving, waar verschillende apparaten min of meer tegelijk, en ieder in hun eigen tempo, functioneren en waarop adequaat gereageerd moet worden.

TOEKOMST VAN DE MINICOMPUTER

De prijs van een systeem wordt niet alleen bepaald door de kosten van de minicomputer zelf, doch ook door de prijs van de randapparatuur en van de programmatuur.

Tot aan het eind van de zestiger jaren is aan de minicomputer de randapparatuur van grote computers aangesloten. De opkomst gedurende de laatste jaren van de minicomputer, de kleinere administratieve computer en van apparatuur op afstand van een computer heeft veroorzaakt, dat er een scala van goedkopere of betere randapparatuur voor de minicomputer ter beschikking is gekomen. Dit is vooral het geval geweest bij het magnetische schijvengeheugen,

de magnetische band (cassette band), de regeldrukker, de elektrische schrijfmachine en het beeldscherm met toetsenbord.

De kosten van het programmeren van een klantenapplikatie worden voornamelijk bepaald door de kosten van benodigde mankracht, (deze kosten stijgen jaarlijks voortdurend) en de efficiency waarmee gewerkt wordt. Tot voor kort werden minicomputers voornamelijk geprogrammeerd in assembleertaal. Een efficiency verbetering van bijvoorbeeld 30% is mogelijk door het gebruik van een hogere taal als Fortran, alhoewel dit 10 à 15% meer geheugenruimte vergt. Voor een eenmalig projekt is dit nu reeds lonend. Het gevolg van deze gang van zaken is, dat er een druk zal ontstaan tot het gebruik van hogere talen, tot de beschikbaarheid van meer en betere hogere talen, tot een beter beheerssysteem van gegevens op magnetische schijveneenheid, tot een grotere bibliotheek van gebruikersprogramma's, tot een grotere modulariteit van de programmatuur.
Het is zelfs denkbaar dat programmatuur, zoals men die nu bij grote computers aantreft, ook wordt vervaardigd voor de minicomputer, alhoewel dit daar op een eenvoudiger manier zal worden opgelost. Deze tendens wordt mede ondersteund doordat de minicomputer niet meer uitsluitend wordt toegepast voor technische automatisering. De leverantie van applicatiepakketten en zelfs van complete systemen is door deze gang van zaken sterk gestimuleerd.

Het gevolg hiervan is dat in de minicomputer grotere geheugens zullen worden toegepast. De maximale geheugengrootte van 32.768 woorden wordt door sommige fabrikanten daarom reeds uitgebreid tot 131.072 woorden of meer. De grotere minicomputer zal vaak ook een geheugen met een kortere cyclustijd hebben dan de kleinere minicomputer. Voorts wordt bij de grotere minicomputer ook het direkte geheugen-toegankelijke kanaal meer toegepast.

Door het gebruik van "Read Only Memory" wordt de implementatie van opties in de minicomputer eenvoudiger, indien bij de struktuur van de computer hiermede rekening wordt gehouden. Als opties komen hiervoor in aanmerking o.a. binair vermenigvuldigen of delen en decimaal rekenen.

Halfgeleider-fabrikanten zijn momenteel in staat om een rekeneenheid van hoge integratiegraad te leveren. Dit zou voor de gebruiker de mogelijkheid kunnen openen om zijn eigen "microcomputer" te vervaardigen. Dit laatste is echter pas lonend voor zeer gespecialiseerde applicaties met een zeer hoge frequentie van herhaling.

Voordracht gehouden op 5 april 1974 tijdens werkvergadering n°236 van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap, in restaurant "Hoog Brabant" te Utrecht.

DE INTELSAT ORGANISATIE

ir H.Hermsen
Directoraat Radiozaken PTT

A concise survey is given of the establishment and structure of the Intelsat organization.

1. DE INTERIM OVEREENKOMST

Na voorafgaande onderhandelingen tussen de Verenigde Staten, een aantal West-Europese landen, Canada, Australië en Japan kwam op 20 augustus 1964 te Washington D.C. het International Telecommunications Satellite Consortium (Intelsat) tot stand.

Nederland behoorde tot de eerste 11 ondertekenaars van de 2 onderling verbonden overeenkomsten, die het resultaat waren van de onderhandelingen en aldus werden aangeduid:

Agreement establishing interim arrangements for a global commercial communications satellite system

Special agreement

De eerste, een overeenkomst tussen regeringen, bevatte hoofdzakelijk doelstellingen en de structuur van het consortium, terwijl de tweede, in het algemeen een overeenkomst tussen de telecommunicatie administraties van de aangesloten lidstaten, meer de operationele en financiële zaken regelde.

De Amerikaanse partikuliere maatschappij Comsat (Communications Satellite Corporation) ondertekende de Special Agreement namens de Verenigde Staten en werd tevens Manager van het tot stand gekomen consortium.

Als belangrijkste taken van de Manager kunnen genoemd worden:

het opstellen van specificaties en het afsluiten namens Intelsat van contracten voor de bouw van telecommunicatie satellieten.

het afsluiten van contracten met de Amerikaanse NASA (National Aeronautics and Space Administration) voor de lancering ervan.

de technische en operationele contrôle van de satellieten m.b.v. TTCM stations (Tracking, Telemetry, Command and Monitoring)

de verhuur van satellietcapaciteit aan de gebruikers van het systeem.

het opstellen van frequentieplannen.

het uitvoeren van een onderzoek- en ontwikkelingsprogramma gericht op de behoefte van Intelsat.

2. DE DEFINITIEVE OVEREENKOMST

Zoals de naam zelf al aangaf ging het aanvankelijk om een voorlopige overeenkomst en de gedachte was dat deze per 1 januari 1970 omgezet zou moeten worden in een definitieve.

De onderhandelingen hiervoor begonnen in 1969 doch verliepen dermate moeizaam, dat verdergaande conferenties in 1970 en 1971 nodig waren alvorens de definitieve overeenkomst op 20 augustus 1971 voor ondertekening gereed was.

Het gaat wederom om 2 overeenkomsten thans aangeduid als:

Agreement relating to the International Telecommunications Satellite Organization "Intelsat".

Operating Agreement relating to the International Telecommunications Satellite Organization "Intelsat".

Nederland ondertekende, onder voorbehoud van latere ratificatie, op 13 oktober 1971, terwijl deze ratificatie plaatsvond (na parlementaire goedkeuring) op 23 mei 1973.

De overeenkomsten waren inmiddels met ingang van 12 februari 1973 van kracht geworden.

3. DE STRUCTUUR VAN INTELSAT.

De Intelsat-organisatie kent thans 4 bestuurlijke niveaux aldus:

Assembly of Parties, bestaande uit vertegenwoordigers van de ondertekenaars van de "Agreement" d.w.z. de regeringen van de lidstaten.
De Assembly vergadert eenmaal per 2 jaar; iedere vertegenwoordiger heeft een gelijkwaardige stem, doch de bevoegdheden zijn betrekkelijk gering.

Meeting of Signatories, bestaande uit vertegenwoordigers van de ondertekenaars van de "Operating Agreement" i.h.a. de telecommunicatie administraties van de lidstaten.

Vergadert eenmaal per jaar; ook hier ongewogen stemmen en geen al te grote bevoegdheden.

Board of Governors. Dit is het belangrijkste Intelsat lichaam, met vergaande bevoegdheden. Vertegenwoordiging in de Board is afhankelijk van voorwaarden zoals hierna zal worden aangegeven. Men vergadert ongeveer 5 maal per jaar.

Een uitvoerend orgaan onder, vooralsnog, een Secretaris Generaal die voor de onder hem ressorterende zaken (hoofdzakelijk van administratieve aard) verantwoording verschuldigd is aan de Board of Governors, tezamen met een zgn. "Management services contract" tussen de Board en Comsat voor de overige management functies. In een wat verdere toekomst zal de Secretaris Generaal worden vervangen door een Directeur Generaal, verantwoordelijk voor alle management functies die hij, voorzover mogelijk, onder contract zal laten verrichten.

4. DE BOARD OF GOVERNORS.

Vertegenwoordiging in de Board of Governors, zowel als in de "Standing Advisory Committees" van de Board (tot voor kort 4 in getal, thans nog slechts 2) is afhankelijk gesteld van het deelnamepercentage van een Signatory in Intelsat, en dit wordt weer afgeleid van het gebruik dat men van de satellieten maakt uitgedrukt in zogenaamde "Units of Satellite utilization".

Eén unit is goed voor een half telefooncircuit, dat, althans bij gebruik van een "standaard" grondstation, voldoet aan de internationaal vastgestelde kwaliteitsnormen, en wel gerekend vanaf grondstation heen en terug tot aan de satelliet.

Voor een komplete verbinding zijn dus 2 van dergelijke units nodig, gelijkelijk verdeeld over beide correspondenten.

Vanzelfsprekend is er een direkte samenhang tussen het deelnamepercentage en

de bijdrage van een Signatory aan de kapitaalbehoefte van Intelsat,

de verdeling van de opbrengsten,(uit de verhuur van satellietcapaciteit) over de Signatories,

het gewicht van de stem die een (groep van) Signatory (ies) heeft in de Board.

Een percentage gelijk aan of groter dan het percentage van de Signatory die de 14e plaats inneemt, geeft recht op een zetel in de Board. Zoals hierboven reeds aangegeven kan ook een groep van Signatories die gezamenlijk aan het gestelde criterium voldoen, een zetel bezetten.

Daarnaast kunnen nog enkele zetels worden toegewezen aan groepen van minstens 5 Signatories, behorend tot een van de door de ITU gedefinieerde regio's onafhankelijk van het deelnamepercentage.

Aldus is de Board thans samengesteld uit 22 Governors die tezamen 61 van de 85 Signatories vertegenwoordigen.

De deelnamepercentages, zowel als het criterium voor vertegenwoordiging, worden jaarlijks herzien volgens procedures welke in de Agreement zijn vastgelegd, met ingebouwde mechanismen die al te grote schokken moeten vermijden.

5. HET NEDERLANDSE AANDEEL IN INTELSAT.

Het Nederlandse percentage bedraagt sedert 1 maart 1974 0,906688% en ons land staat daarmee op de 19e plaats in de organisatie.

Tezamen met België (1,081275%) en Luxemburg (0,05%, het voorgeschreven minimum onafhankelijk van het satellietgebruik) zijn wij vertegenwoordigd in de Board of Governors.

Ter vergelijking:	U.S. 38,5%
	U.K. 10,4%
	Griekenland (14e plaats) 1,1%

In het recente verleden is het Nederlandse percentage snel gestegen en verwacht mag worden dat deze ontwikkeling bij de volgende herziening nog verder zal doorzetten.

Afgezien van de normale verkeersgroei, die vanzelfsprekend optreedt bij de meeste gebruikers van het systeem, zien we hier het effect van het in dienst stellen van ons eigen grondstation in Burum, naast het feit dat van een aantal van onze telefooncircuits beide units of utilization meetellen voor het Nederlandse deelnemerpercentage in Intelsat. De overeenkomsten zijn nl. getekend door Het Koninkrijk der Nederlanden, mede omvattend dus de Nederlandse Antillen en Suriname, die voor hun circuits met Nederland, en in de toekomst ook voor hun onderlinge verbindingen, gebruik maken van Franse grondstations in respectievelijk Martinique en Frans Guyana.

Het aantal units of utilization voor Nederland is thans 123 bij een totaal aantal in de orde van grootte van 10.000.

6. DE INTELSAT SATELLIETEN.

Intelsat I

De eerste satelliet, algemeen bekend onder de naam "Early Bird", werd gelanceerd op 6 april 1965 en op 28 juni in dienst gesteld voor verkeer tussen Noord-Amerika en West Europa. Aangezien deze satelliet, met een capaciteit van 240 telefooncircuits, nog niet geschikt was voor de zgn. "multiple access" werd aan Europese zijde het verkeer bij toerbeurt verwerkt door de 3 toen bestaande grondstations in Frankrijk, Engeland en Duitsland. De verwachte levensduur was 18 maanden, doch de satelliet werd nog

tot in 1969 operationeel gebruikt.

Intelsat II

Van deze satelliet, eveneens met een capaciteit van 240 circuits doch bovendien geschikt voor het gelijktijdig verwerken van signalen van alle vanuit de satelliet zichtbare grondstations (multiple access) zijn er 3 in gebruik geweest. Op 27 januari 1967 werd hiermee voor het eerst de mogelijkheid geopend om satellietverkeer af te wikkelen tussen landen grenzend aan de Stille Oceaan.

Intelsat III

Deze satellietserie was de eerste met een zgn. "de-spun" antenne, d.w.z. een ondanks het roterende satellietlichaam stilstaand antennesysteem gericht op de aarde, met thans ook in het vlak van de evenaar een openingshoek van ongeveer 17°, in tegenstelling met de tot dan toe gebruikte rondstralers.

De hieruit resulterende extra antenne winst was een van de oorzaken van de drastisch toegenomen capaciteit tot 1200 telefooncircuits.

Van deze satellieten werden er 5 met succes gelanceerd, waarmede ook het door Intelsat nagestreefde doel verwezenlijkt werd, van een wereldomspannend net, met de introductie van satellietverkeer in het gebied van de Indische Oceaan op 1 juli 1969.

Intelsat IV

Deze satellietserie is thans operationeel in gebruik in de drie bovengenoemde regio's. Van de 8 gebouwde exemplaren zijn er tot nu toe 5 gelanceerd, de eerste op 25 januari 1971.

De capaciteit werd verder opgevoerd, en wel tot ongeveer 4000 telefooncircuits benevens 2 TV programma's, o.a. door invoering van 2 zgn. spotbeams (antenne bundels met een openingshoek van ongeveer 4,5° gericht resp. op Noord-Amerika en West-Europa) naast de reeds van de Intelsat III bekende global-beams.

De extra antennewinst van zo'n spot-beam t.o.v. een Intelsat IV global beam is 12 dB, doch deze 16-voudige vermogenswinst resulteert slechts in een 2-voudige capaciteitswinst, omdat de satelliet "bandwidth limited" is (in tegenstelling tot "power limited").

Midden 1975 kan de eerste lancering verwacht worden van een verbeterde versie van de Intelsat IV, de Intelsat IV-A waarin, ter vergroting van de beschikbare bandbreedte, gebruik zal worden gemaakt van de zgn. frequency-reuse, d.w.z. gelijktijdige uitzending naar de Oostelijke- zowel als de Westelijke rand van het bedekkingsgebied op dezelfde frequenties, door spotbeams met voldoende onderdrukking in de niet gewenste richting. Aldus kan het aantal telefooncircuits opgevoerd worden tot ongeveer 7000.

In een volgende satellietserie tenslotte, zullen de reeds thans voor dit verkeer toegewezen frequentiebanden rond 11 en 14 GHz geïntroduceerd worden, naast de thans gebruikte banden, voor een weer verdere opvoering van de capaciteit tot 12.500 circuits.

Voordracht gehouden op 21 mei 1974 in het PTT vergadercentrum te Utrecht, tijdens een gemeenschappelijke werkvergadering van het NERG (n° 237), de Beneluxsection van de IEEE en de Sectie voor Telecommunicatietechniek van het KIvI.

THE INTELSAT EARTH STATION AT BURUM

Ir. J.Th.R.Schreuder
Directorate for Radio Affairs, Netherlands PTT

This article is intended to give an overall impression of the features of the standard Intelsat earth station at Burum, The Netherlands.
After a brief survey of the history and the use of the station and the communication techniques involved, the antenna system and the lay-out of the telecommunications equipment are discussed. Some results of measurements of the antenna-performance are given.

INTRODUCTION

The Netherlands Postal and Telecommunications Services (PTT) constructed an earth station for routing international telephone and telegraph traffic via the "primary" Intelsat-IV satellite across the Atlantic.

The station is situated 1.5 km north-west of the village of Burum, 1.7 km north of the main road, midway between the cities of Leeuwarden and Groningen. The station has been built with one antenna close to a main building (Fig. 1).

The earth station equipment was supplied by Dutch industries, the coordinating work being done by PTT. The station operated for the first time with the Intelsat IV-F3 satellite on 6th August 1973. The station was inaugurated by Her Majesty Queen Juliana of The Netherlands on 12th September 1973. At that time the Burum antenna was the 80th standard earth station antenna in the Intelsat system. These 80 antennas were divided over 67 earth stations in 50 countries all over the world.

It is evident that PTT does not belong to the pioneers building commercially operated telecommunications satellite earth stations. It is of interest to recall that, 45 years ago, the position of PTT in the field of long distance radio telephony was quite different. The radio telephone link between The Netherlands and The Netherlands East Indies, which was opened to the public for experimental calls in 1928, was the first short wave radio telephone link in the world.

At the start of commercial transatlantic satellite communications in 1965, two telephone circuits between The Netherlands and the U.S.A. were routed via the earth station at Raisting in Germany. Later on, PTT also routed circuits via the earth station at Pleumeur Bodou in France. In the years that

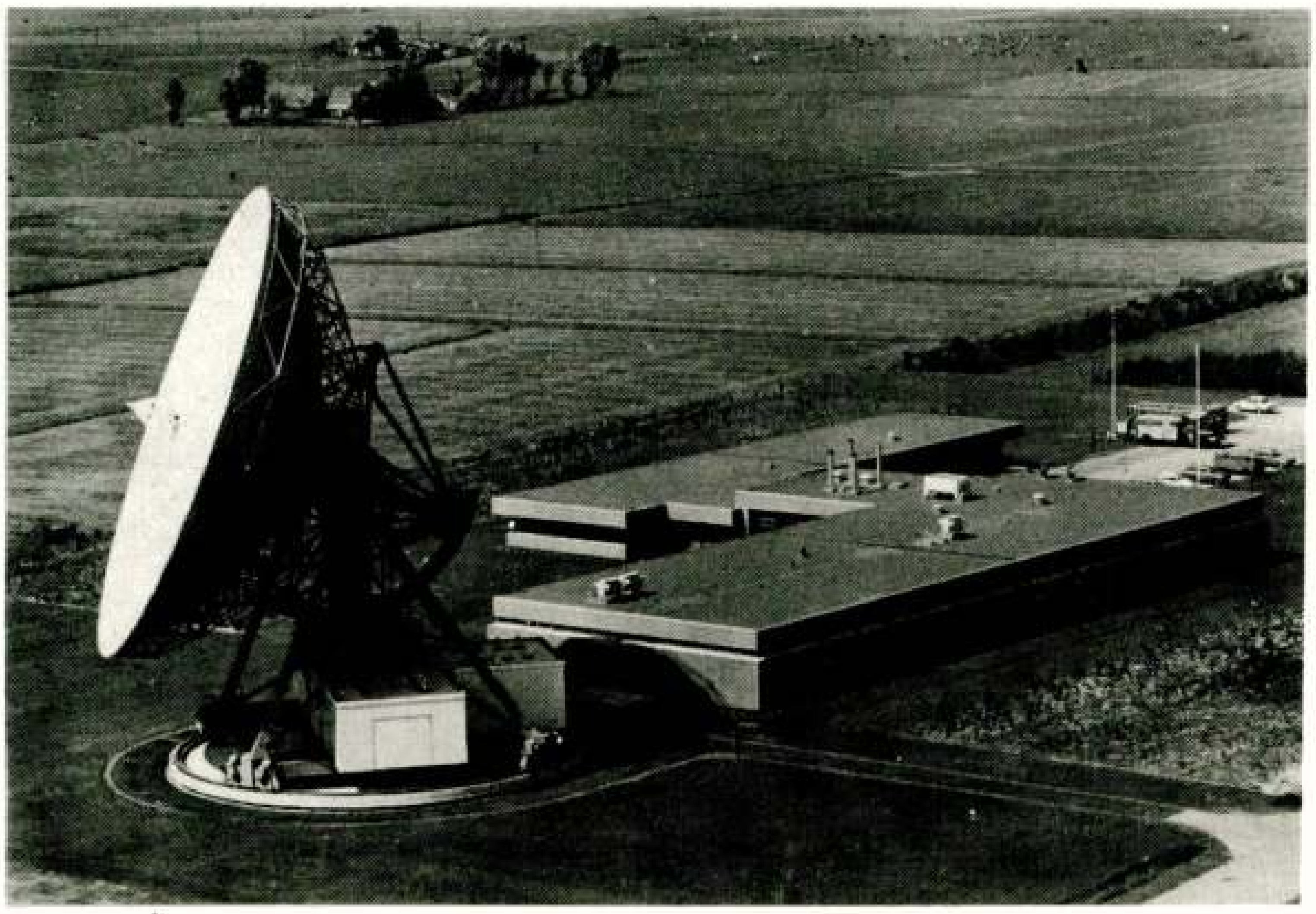


Fig. 1 Burum satellite earth station

followed, circuit demand for international telecommunications increased rapidly and economic studies showed that an Intelsat earth station in the Netherlands for operation in the Atlantic Ocean Region would become profitable for PTT by 1973. At the end of 1973 the following pre-assigned telephony and telegraphy circuits were routed via the Burum earth station:

Netherlands - United States	45 circuits
Netherlands - Canada	17 circuits
Netherlands - Netherlands Antilles (via Martinique)	9 circuits
Netherlands - Israël	4 circuits
Total	75 circuits

At present, the earth stations in Germany and France are still providing PTT with satellite circuits in the Indian Ocean Region. Here again the question of whether and when it will be profitable for PTT to extend the Burum earth station with a second antenna system for operation in the Indian Ocean Region is a matter of traffic growth and economics. A final answer to this problem has not yet been given.

In this connection, possible future means of cooperation with earth stations in nearby countries are also under consideration with PTT, in particular because Intelsat planning studies indicate that additional facilities will be required at many earth stations, as the demand in each region grows past the FM-capacity of the operational satellites. In the Atlantic Ocean Region the traffic volume is such that a dual-satellite configuration with a "primary" and a "major path" satellite is already in operational use since May 1970. In this mode of operation all earth stations operating in the region under consideration are, in principle, accessing the primary satellite, whereby countries with large traffic streams are also accessing the major path satellite via an additional earth station antenna system. At present, configurations with three operational satellites for the Atlantic Ocean Region are subject of Intelsat Planning studies.

SATELLITE COMMUNICATION TECHNIQUES

A simplified block diagram of a satellite communications link is shown in Fig. 2.

The transmission system presently in use is indicated as frequency division multiplex - frequency modulation - frequency division multiple access (FDM/FM/FDMA).

Earth station transmitting system.

By means of frequency division multiplex - a technique which for many years has been extensively employed in terrestrial systems - 12 4 kHz-wide speech channels are translated to form a 48 kHz-wide group, occupying the band 60-108 kHz. A number of such groups can then be multiplexed once again to form a larger baseband.

To improve the utilization of the power and frequency bandwidth of the Intelsat satellites, basebands start at 12 kHz rather than at 60 kHz as indicated in Fig. 3. The sub-baseband frequencies are utilized for an energy dispersal signal (0-4 kHz) and for two service channels (4-8 kHz and 8-12 kHz) both providing inter-earth station voice and telegraph engineering service circuits.

Via a pre-emphasis network the baseband is fed to an FM-modulator where it is frequency modulated on a 70 MHz local intermediate frequency (IF). The frequency deviation and consequently the occupied bandwidth of the IF-signal depends on the number of message channels in the baseband. At present in the Intelsat-system, this number may vary from 24 up to 1872 channels and the corresponding satellite bandwidth units that are allocated vary from 2.5 MHz to 36 MHz as the case may be.

A special IF-filter maintains the gain-frequency response of the transmit equipment within limits which are specified by Intelsat to minimize intelligible crosstalk (due to the satellite travelling wave tubes) and adjacent carrier interference. Furthermore networks are provided for equalization of the group delay produced by the earth station transmit equipment and for compensation of the residual group delay in the

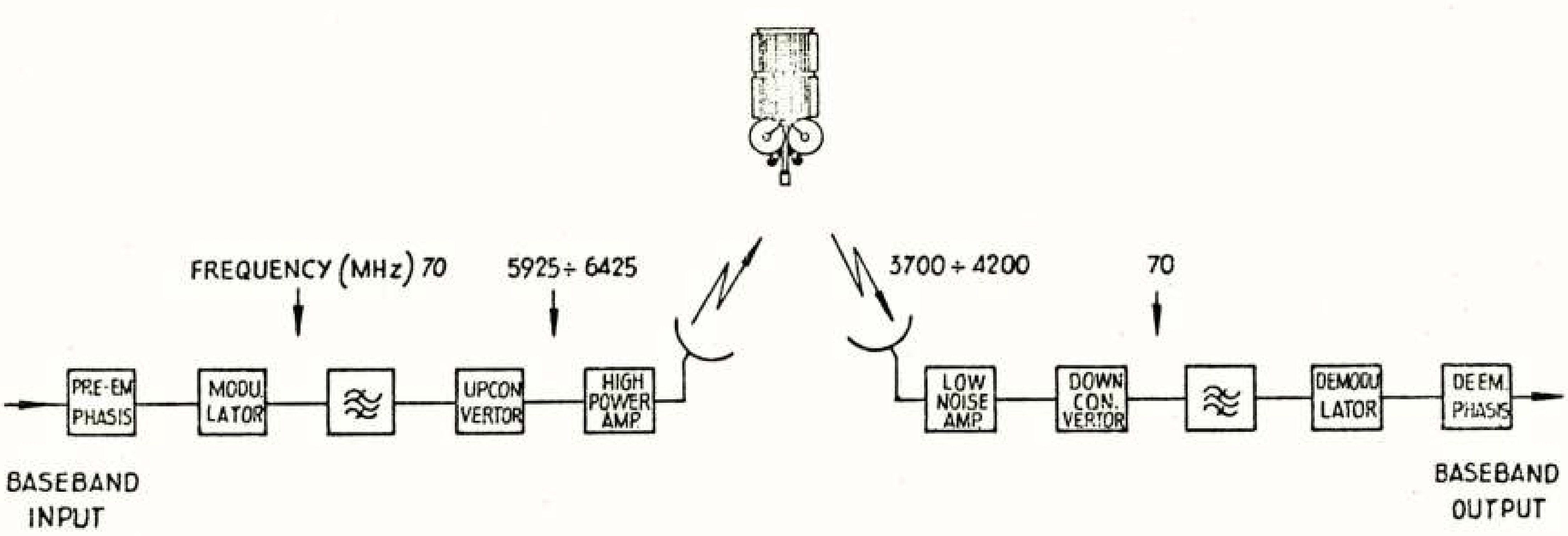


Fig. 2 Simplified block diagram of a satellite communications link

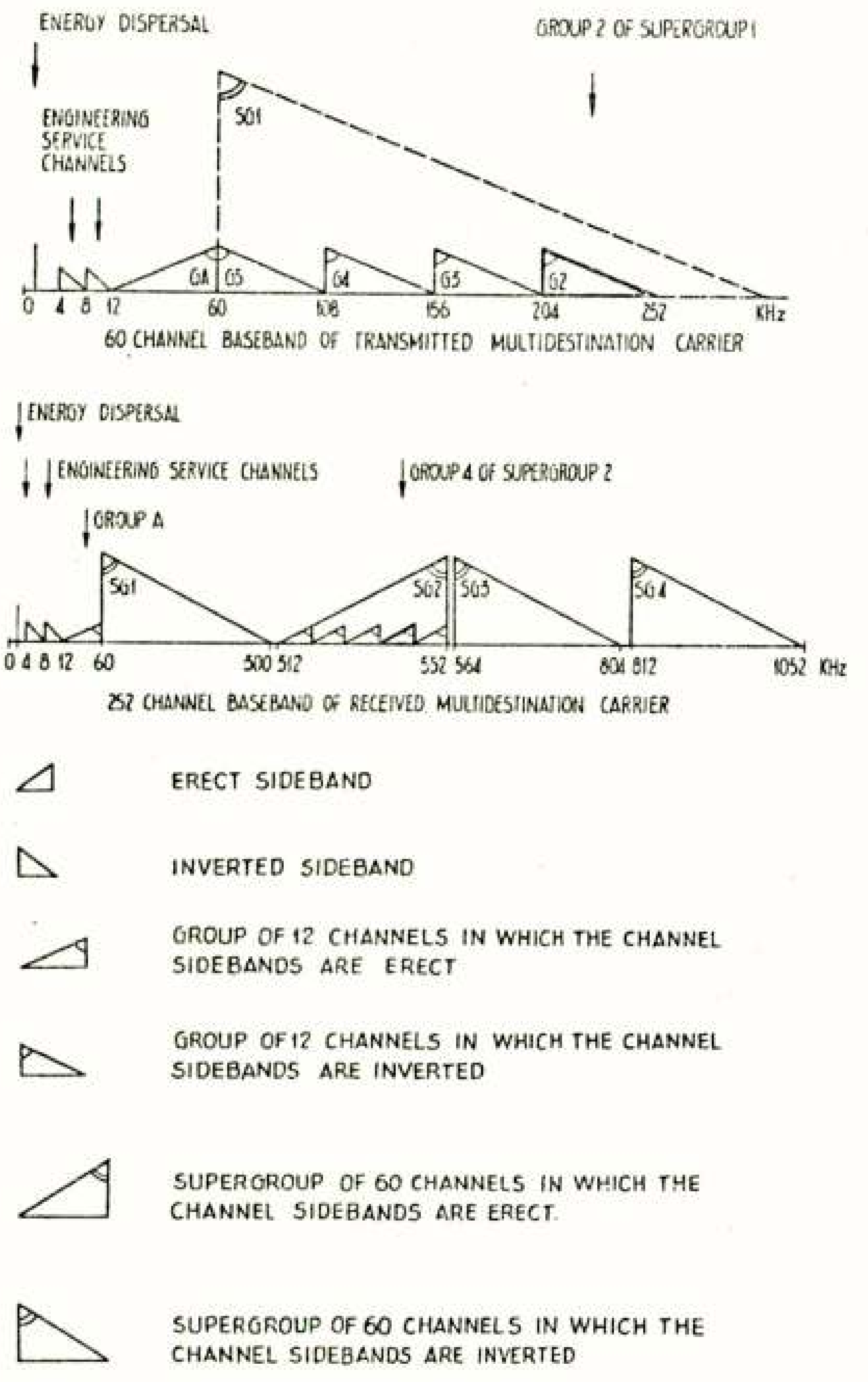


Fig. 3 Examples of telephony baseband assemblies

satellite transponder.

The IF-signal is then upconverted to its assigned frequency as specified in the Intelsat frequency plan for each particular earth station. This frequency can be anywhere in the 500 MHz-wide uplink frequency band of 5925-6425 MHz.

The signal is brought to the required power level in a high power amplifier (HPA) and is then applied to the antenna transmit input. The value of the equivalent isotropically radiated power(e.i.r.p), required for the earth station transmit carriers in the Intelsat system, again depends, among other things, on the number of channels in the baseband, and ranges from 75 to 99 dBW approximately. With a value for the effective earth station antenna gain in the transmit frequency band of approximately 62 dB, the required power output of the HPA varies from a few tens of watts for the lowest capacity carrier up to several kilowatts for the highest capacity carrier.

Communications subsystem of the Intelsat IV satellite

In the Intelsat IV satellite now in use, all carriers are received from the earth stations in the uplink frequency band of 5925-6425 MHz on an antenna with global coverage.

The signals are amplified in a tunnel diode amplifier which is followed by a mixer producing output frequencies 2225 MHz lower than the input frequencies. The signals are further amplified and separated by a multiplexer to form 12 frequency bands, each 36 MHz wide. Each path, after equalization, is amplified in a travelling wave tube with an output power at saturation of 6 W.

The transponder outputs are filtered and fed to either a global beam antenna or a spot beam antenna via output multiplexers. By these means all the carriers received by the satellite are retransmitted to the earth in the downlink frequency band of 3700-4200 MHz.

Earth station receiving system.

The frequency modulated carriers received by an earth station are all at low power because of the high path loss between a satellite in geostationary orbit and an earth station (approx. 197 dB at 4 GHz). To achieve the required value for the ratio of carrier power to noise power in the occupied bandwidth, current standard Intelsat earth station designs not only employ an antenna system with a gain (G) in the receive frequency band of approximately 60 dB, but also show a receiving system-noise temperature (T) of only approximately 70 K or less. Approval of an earth station in the category of standard earth stations will only be obtained if for the receiving system a gain-to-noise temperature ratio (G/T) at 4 GHz of 40.7 dB or better is achieved under clear sky conditions. This requirement leads to the use of earth station antennas with a diameter in the range of 27 to 30 m. and to the use of gaseous helium cooled parametric amplifiers in the low noise amplifier subsystem (LNA) of the earth stations. In the near future uncooled parametric amplifiers together with antenna sizes of approximately 32 m. will also be employed to fulfil the G/T-requirement mentioned above.

The LNA-subsystem has a 1 dB-bandwidth equal to or slightly in excess of 500 MHz. After sufficient wide band amplification, the signal is fed via a power splitter and a pre-selection filter (not shown in Fig. 2) to a down-convertor converting the selected carrier frequency to 70 MHz. The 70 MHz FM-modulated carrier is processed through an IF-filter and delay equalizer and is demodulated in an FM-demodulator, which, in most cases, is of a threshold-extension type. At the output of the de-emphasis network a baseband of the configuration described above (Fig.3) is recovered.

Consequences of the FDMA-technique.

A significant advantage over other wideband systems, such as submarine cables, is that each earth station

can communicate, in principle, with all other earth stations accessing the same satellite. In the frequency division multiple access (FDMA) system, now in use, part of the available bandwidth of the satellite is assigned to each earth station on a full-time basis, and the earth stations transmit one or more carriers within this bandwidth. A given carrier may serve a number of destinations (multidestination carrier).

In the example of Fig. 3, earth station "B" (e.g.Burum) is transmitting a 60-channel multidestination carrier. In the baseband of this carrier the channels in group 2 of supergroup 1 may be destined for a country "C" (e.g. Canada), while the other channels may be destined for the other countries with which earth station B is communicating. It would in principle be possible, that each earth station transmits only one multidestination carrier. However, in order to optimize the capacity of the satellite system, all stations with medium and heavy traffic load, usually transmit at least two telephony carriers, typically one in a global beam transponder and another in a spot beam transponder of an Intelsat IV satellite.

It is, of course, necessary for each earth station to be able to receive carriers from all the other stations with which communication is desired. This means that the number of receive chains (e.g. down-convertor/demodulator chains) of each earth station corresponds (at least) to the number of countries with which communication is desired. In the example of Fig. 3 earth station B is receiving from country C a 252-channel carrier. In the baseband of this carrier only the channels in group 4 of supergroup 2 may be destined for earth station B. All the other channels are not extended into B's national network.

In the FDMA system described above, satellite capacity is allotted in blocks of 24 telephone channels, 60 channels, etc. The circuits between the countries are routed on a pre-assigned basis. A mismatch between requirements and allotments is unavoidable, and for this reason a certain number of channels is not used. One way of increasing the efficiency of the use of satellite capacity is to assign satellite capacity automatically on demand. In September 1973 the first system based on the principle of demand-assignment, the SPADE system, came into commercial use in the Atlantic Ocean Region via transponder 10 of the primary satellite. The principle of SPADE will be discussed in the last paragraph of this article. More sophisticated multiple access systems are under study. According to present Intelsat planning, a field trial with time division multiple access (TDMA) will start in 1976.

THE BURUM SATELLITE EARTH STATION ANTENNA.

Electrical characteristics.

A basic requirement for the Burum antenna was that it should show good side-lobe performance, to cope with the problem of possible mutual interference between radio-relay links and the earth station. Site selection was a major problem in The Netherlands, due to the dense radio-relay network in the 4- and 6-GHz frequency bands and the absence of natural shielding (Schreuder 1970). The site near Burum was acceptable, provided that the side-lobe level of the earth station antenna and in particular the level in the range of 10 to 30 degrees from the main beam, was kept as low as possible.

Because of the good side-lobe performance (at reasonable coast) demonstrated by the Cassegrain reflector configuration with deep main reflector and conical horn reflector feed, as used for the first antenna of the earth station at Raisting in Germany (Trentini 1965), a configuration based on this principle was chosen. This configuration is shown in Fig. 4.

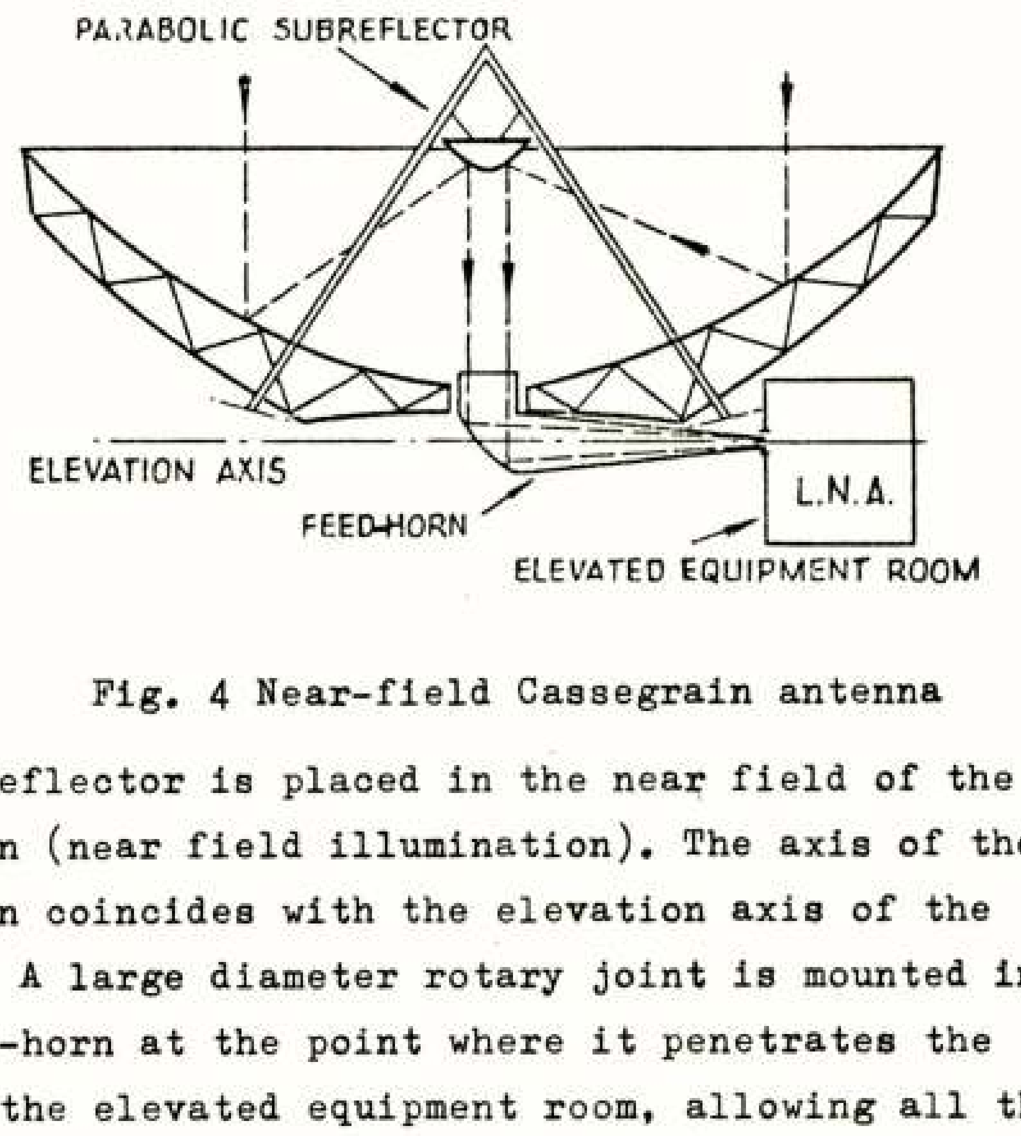


Fig. 4 Near-field Cassegrain antenna

The subreflector is placed in the near field of the feed-horn (near field illumination). The axis of the feed-horn coincides with the elevation axis of the antenna. A large diameter rotary joint is mounted in the feed-horn at the point where it penetrates the wall of the elevated equipment room, allowing all the equipment in this room (e.g. the LNA-subsystem, etc.) to be mounted in a fixed position.

The feed-system is broadband, the subreflector is relatively small (low aperture blockage) and subreflector spillover is very low. The subreflector is supported by a quadripod. To minimize the unfavourable effect of the support legs on the antenna side-lobe level (due to aperture blockage and scattering), the critical dimension of the oval cross section of these legs has been kept as small as possible (121mm).

In order to improve the aperture efficiency, the near field illumination principle has been combined with the "dual-shaping" technique (Galindo 1964,

Williams 1965), a technique which is commonly used in current Intelsat earth station antenna designs. With this technique the nominally paraboloidal subreflector (Fig.4) is shaped such, that the distribution of energy across the main reflector is equalized; the resultant phase inequalities across the aperture of the reflector are compensated for by relatively minor reshaping of the nominally paraboloidal main reflector. The amplitude distribution in the scattered field from the subreflector is roughly illustrated in Fig. 5.

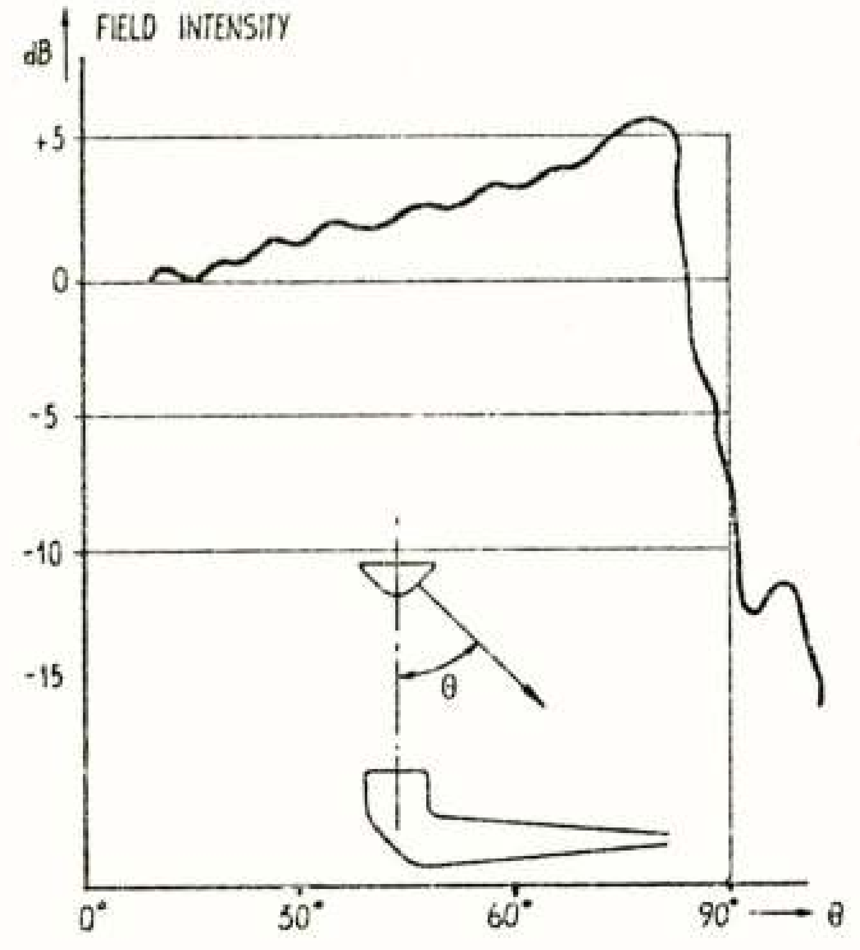


Fig. 5. Amplitude distribution in the scattered field from the subreflector

The field intensity increases with increasing angle Θ , compensating the increasing path attenuation towards the outer part of the main reflector (distance from the focal point to the rim of the main reflector is about twice the distance from the focal point to the vertex). Near the rim of the main reflector the field intensity suddenly drops, minimizing main reflector spillover. By means of the dual-shaping technique, an improvement of the aperture efficiency compared with conventional Cassegrain antennas of about 1 dB is attained.

The earth station antenna gain (G) was measured by comparing the signal level received from a boresight transmitter with that received by a reference antenna of known gain. A conical horn-paraboloid antenna with an aperture diameter of 1.2 m, mounted on top of a tower 95 m high and situated about 9.8 km east of the earth station antenna, was used as a boresight transmit antenna. A gain value in the receive frequency band was also calculated from G/T- and T-values measured by means of a radiostar method. Results of the measurements are shown in Fig. 6. A near constant value for the overall aperture efficiency of 68% was found, both in the receive and transmit frequency band.

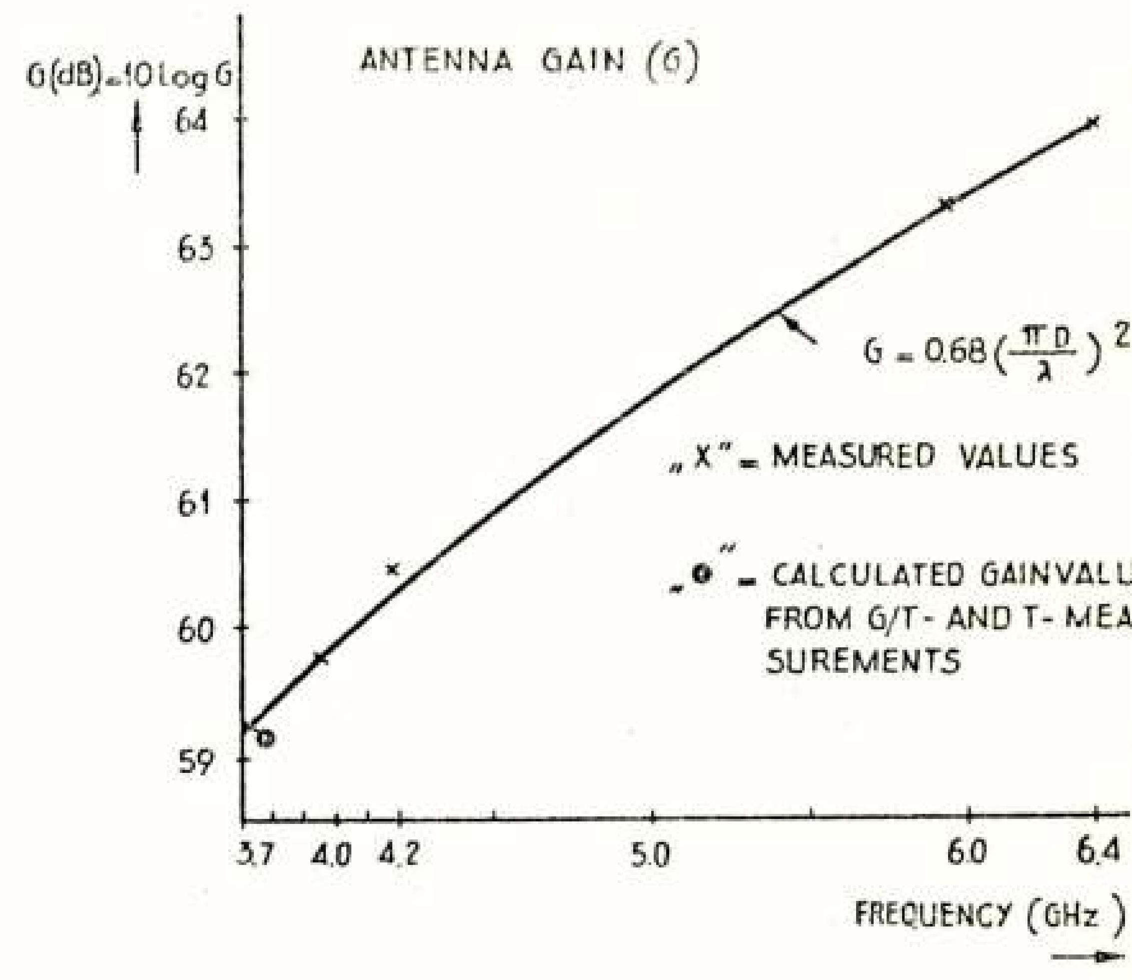


Fig.6 Results of gain measurements

Antenna radiation patterns have been extensively measured by moving the antenna in azimuth and elevation respectively and by recording the signal-strength received from the boresight transmitter. A measured azimuth-diagram in the receive frequency band is shown in Fig. 7.

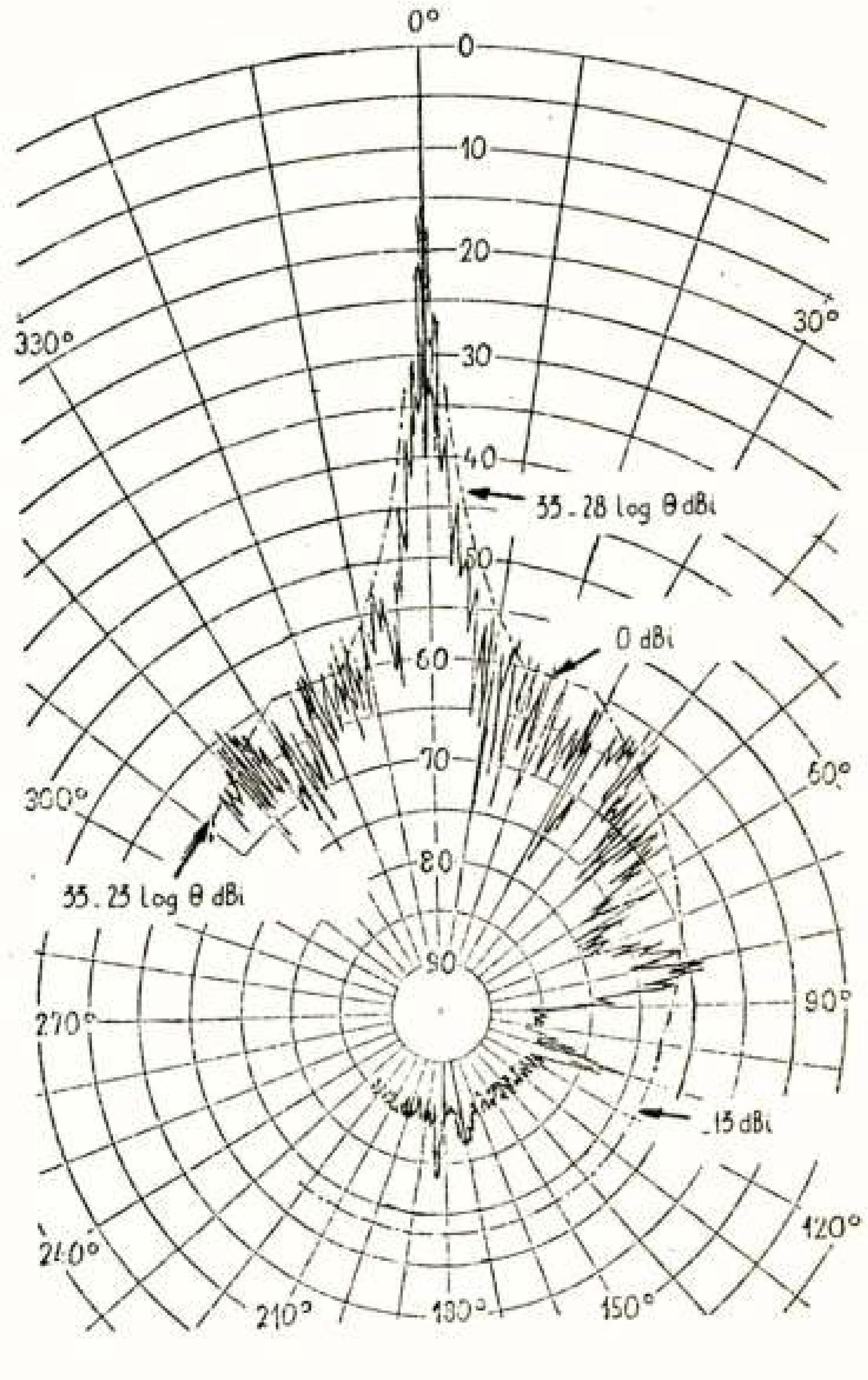


Fig. 7 Azimuth-diagram at 3947.5 MHz Circular polarization

The envelop curve shown in Fig. 7 is drawn according to the formulas which were used for calculation of mutual interference between earth station and radio-relay links. The measured values for the half-power-beamwidth of the antenna are shown in Fig. 8.

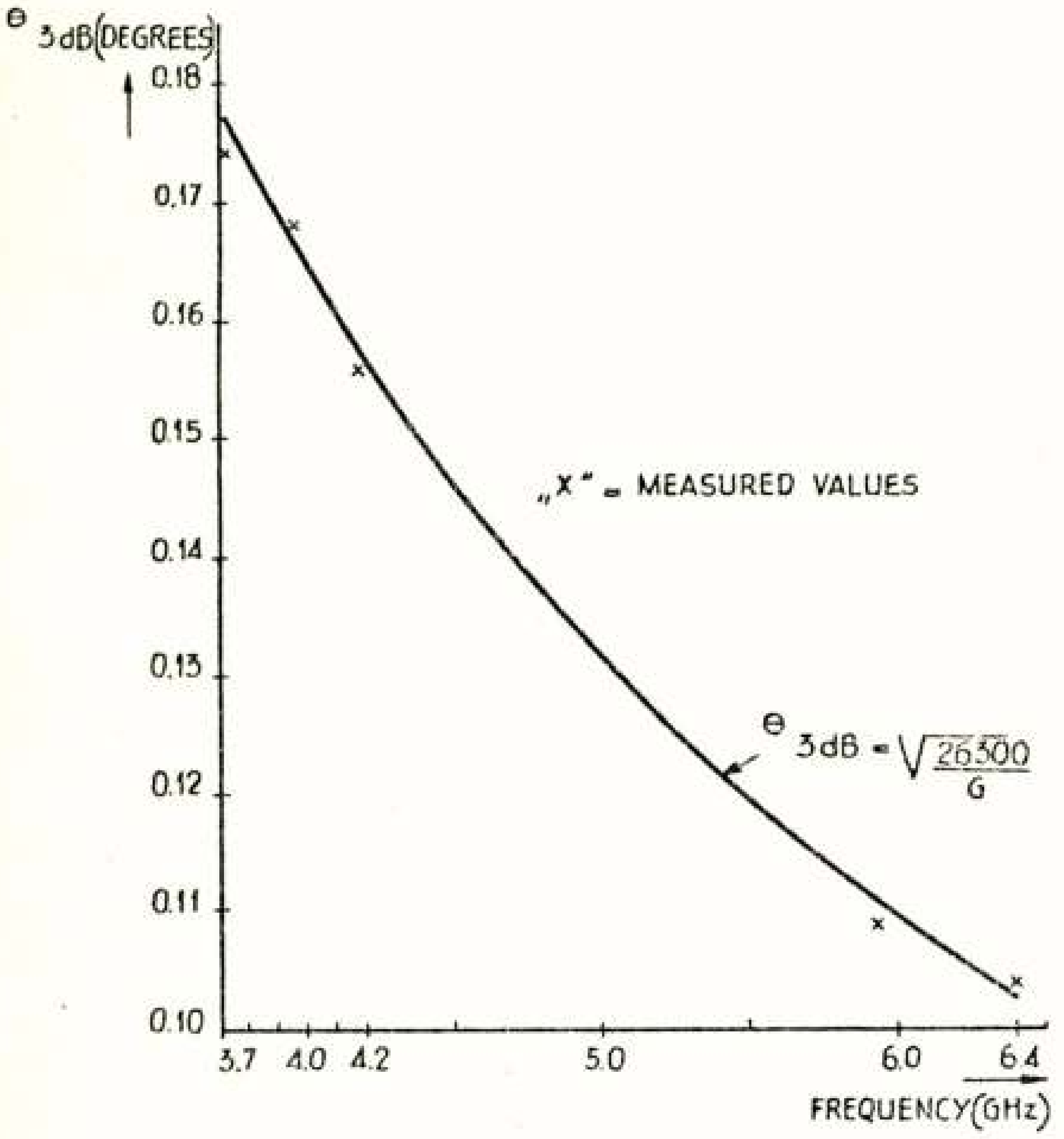


Fig. 8. Results of measurements of half-power-beamwidth

In order to maximize the earth station figure-of-merit (G/T), it is, of course, also very important to keep the system noise temperature (T) as low as possible. Fig. 9 pictures the sources of the antenna noise.

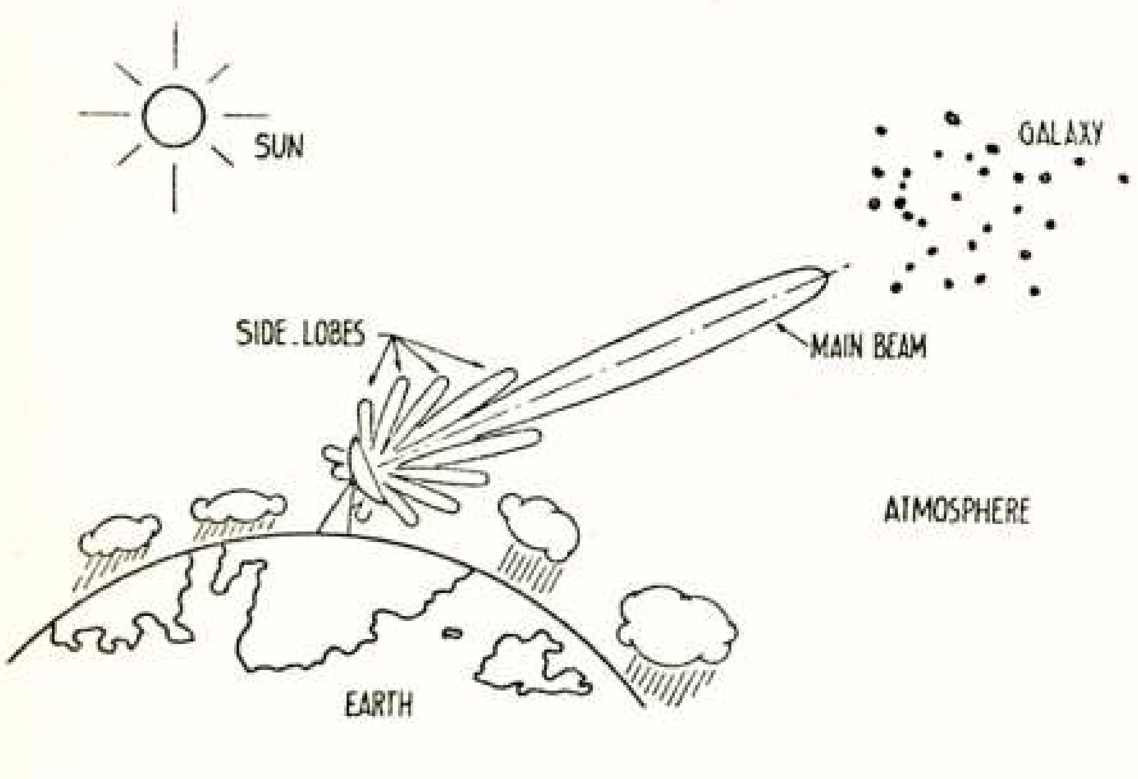


Fig. 9. Sources of antenna noise

The level of galactic background noise is low at frequencies above 1 GHz. The atmospheric noise decreases with increasing elevation angle, due to the diminishing amount of atmospheric absorption according as the path length through the atmosphere decreases. This effect is illustrated in Fig. 10. At a frequency of 3770 MHz, system noise temperature was recorded as a function of the antenna elevation angle. After the antenna reached zenith position, the input waveguide switch of the LNA-subsystem was operated, by which a calibrated cold load was connected to the LNA-input, offering a reference for system noise temperature calibration.

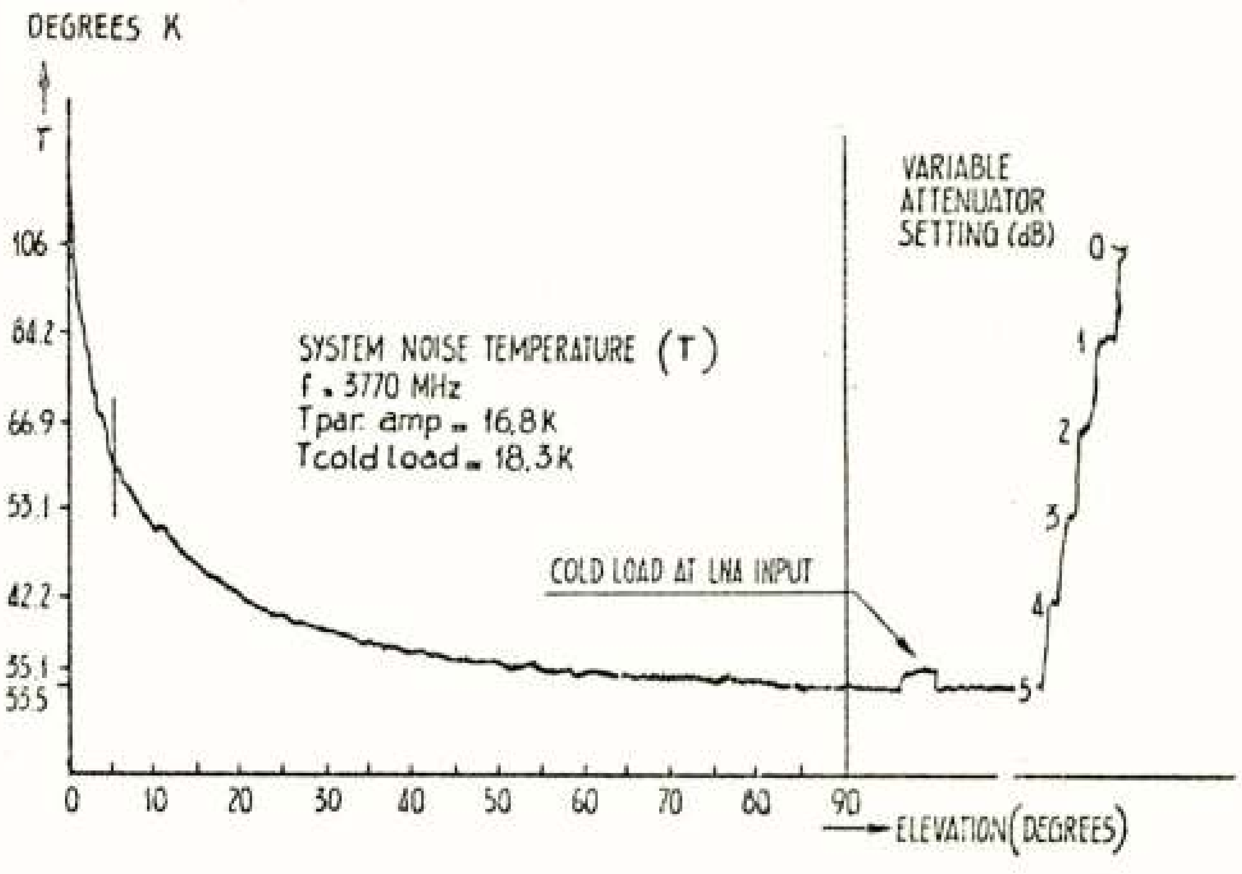


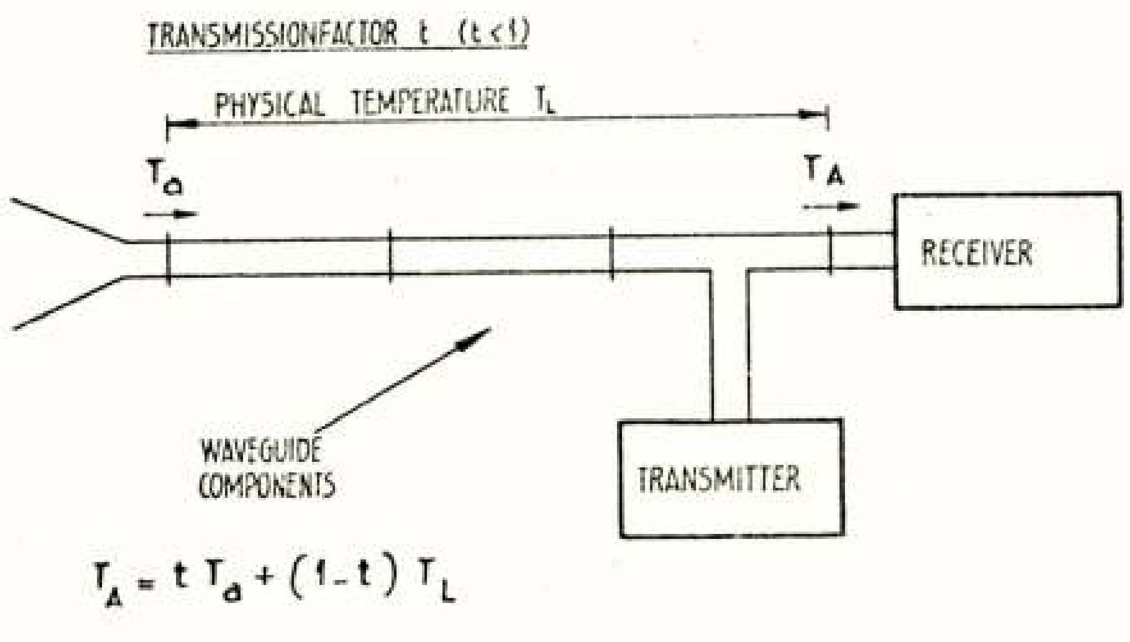
Fig. 10. Recorded system noise temperature.

Intelsat system-parameters are based on a minimum elevation angle of the earth station antennas of 5°.

Other factors contributing to system noise are:

- thermal noise radiated by the earth and entering the antenna via earth oriented side-lobes (ground noise),
- noise due to ohmic losses in the reflectors of the antenna system,
- noise due to ohmic losses in the waveguide components between antenna output and LNA-input.

The latter contribution is illustrated in Fig. 11.



$$T_A = t\,T_a + (1-t)\,T_L$$

Fig. 11. Influence on system noise temperature of losses in feed system waveguide components.

The total insertion loss in the waveguide components mentioned (e.g. E_{01}- mode coupler for autotracking, polarizer, transmit-receive diplexer and waveguides) amounts to 0.114 dB (at 3770 MHz; corresponding value for the transmission factor: t = 0.974)

Finally, of course, the effective input noise temperature of the LNA-subsystem ($T_{par.amp.}$) is an important factor contributing to system noise.

A budget for the system noise temperature of the Burum earth station at an antenna elevation angle of 5°, and under clear sky conditions, can be roughly indicated as follows:

Galactic noise (+ cosmic blackbody radiation)	: 3.5K
Atmospheric noise	:26 K
Ground noise	: 8 K
Noise due to ohmic losses in reflectors	: 1 K
	+
Antenna noise at feed-horn-output, T_a	:38.5K

Antenna noise at LNA-input (Fig. 11):

$T_A = tT_a + (1-t)T_L = 0.974 \times 38.5 + 0.026 \times 290 =$

$= 37.5 + 7.5 =$	45 K
Receiver noise, $T_{par.amp.}$	:17 K
	+
System noise temperature, T	:62 K

The gain-to-noise temperature ratio (G/T) was measured direct by means of a radiostar method, using the radiostar Taurus A. Results of these measurements are shown in Fig. 12, indicating results well above specifications.

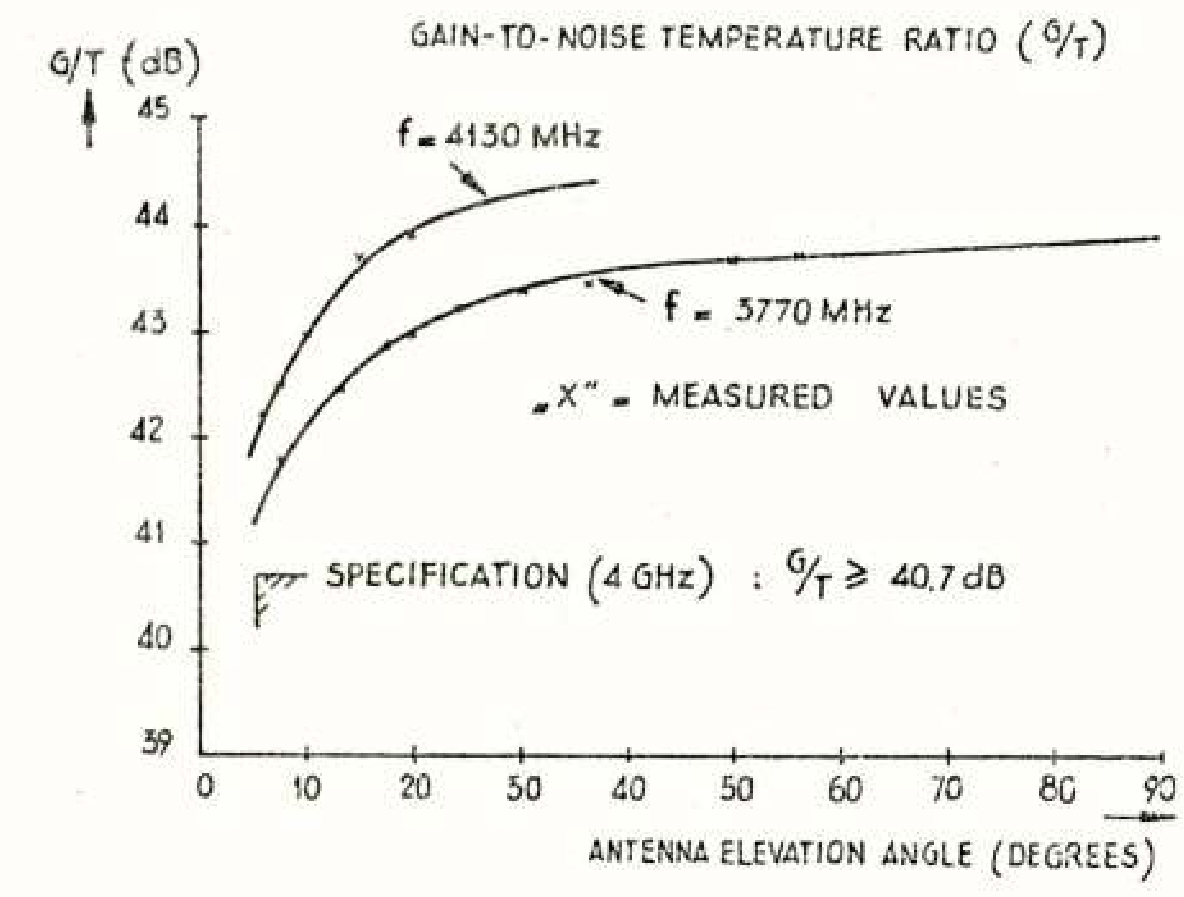


Fig. 12. Results of G/T-measurements.

Mechanical configuration. Autotrack and drive-system.

The antenna is of the wheel and track configuration, fully steerable in elevation, and steerable in azimuth from 45° to 315°. The structure rests on four wheel-assemblies, each assembly with two driven wheels (in the condition of countertorque) moving over a circular track, 24 m in diameter, anchored to a reinforced concrete basement. The elevation drive-system operates with four driven pinions on one sector gear-wheel with a radius of 8.775 m. The autotrack-system consists of an E_{01}-mode coupler, tracking receiver down-convertors and a three-channel monopulse tracking receiver. The power servo consists of thyristor-bridges controlling motorreducers with disc-type 3 kW d.c. motors.

The specified value for the maximum tracking error at a mean wind speed of 20 m/sec gusting to 28 m/sec is 0.03°. Up to now, the tracking errors which have been observed during storm (wind gusting to 29 m/sec) did not exceed 0.015°.

The antenna structure including the servo and drive-system was designed and constructed by Dutch firms. The structure has been described in detail in the relevant literature (Hooghoudt 1973). Main contractor for the complete antenna system was Stork-Amsterdam N.V.

A survey of the main mechanical characteristics of the antenna system is given below.

Main reflector diameter	28.5 m
Main reflector surface tolerance	1 mm r.m.s
f/D-ratio of main reflector (approx.)	0.26
Subreflector diameter	2.6 m
Diameter of feed-horn aperture	1.92 m
Length of feed-horn cone	10 m
Track diameter	24 m
Total weight on elevation axis	130 tons
Total weight on track	370 tons
Angular travel, azimuth	45° to 315°
, elevation	-1° to 91°
Maximum tracking speed, azimuth	1.8°/min
, elevation	0.9°/min
Slewing speeds, azimuth	18°/min
, elevation	9°/min
Peak tracking error at 20 ($\hat{28}$) m/sec wind	0.03°
Peak tracking error at 20 ($\hat{28}$) m/sec wind	0.05°
Survival wind speed	45 m/sec (160 km/hr)

COMMUNICATIONS EQUIPMENT OF THE BURUM EARTH STATION.

Transmitting system.

A block diagram of the transmitting system is shown in Fig. 13. The station is equipped to transmit two FDM/FM telephony carriers, at present a 72-channel single destination spot beam carrier (for the U.S.A.) and a 60-channel multidestination global beam carrier.

Three high power amplifiers (HPA's) with 1.2 kW air-cooled travelling wave tubes, together with the upconvertors, are installed in an equipment room in the antenna structure which is mounted on the square base of the antenna tower. The spot beam carrier is amplified in HPA 1 (single-carrier-per-tube configuration). The global beam carrier together with carriers of the SPADE-system are amplified in HPA 2. Travelling wave tube amplifiers covering the 500 MHz-wide transmit frequency band were chosen for frequency flexibility, allowing fast automatic switch-over to a third HPA (hot standby) in case of a failure in one of the two operational HPA's.

Calculations based on the known intermodulation performance of the travelling wave tube showed that the combined amplification of the 60-channel global beam FDM/FM carrier and 12 SPADE carriers in one tube would not cause intermodulation problems. Moreover further expansion of traffic capacity, up to a combined amplification of a 252-channel FDM/FM global beam carrier and 24 SPADE carriers, would be permissible

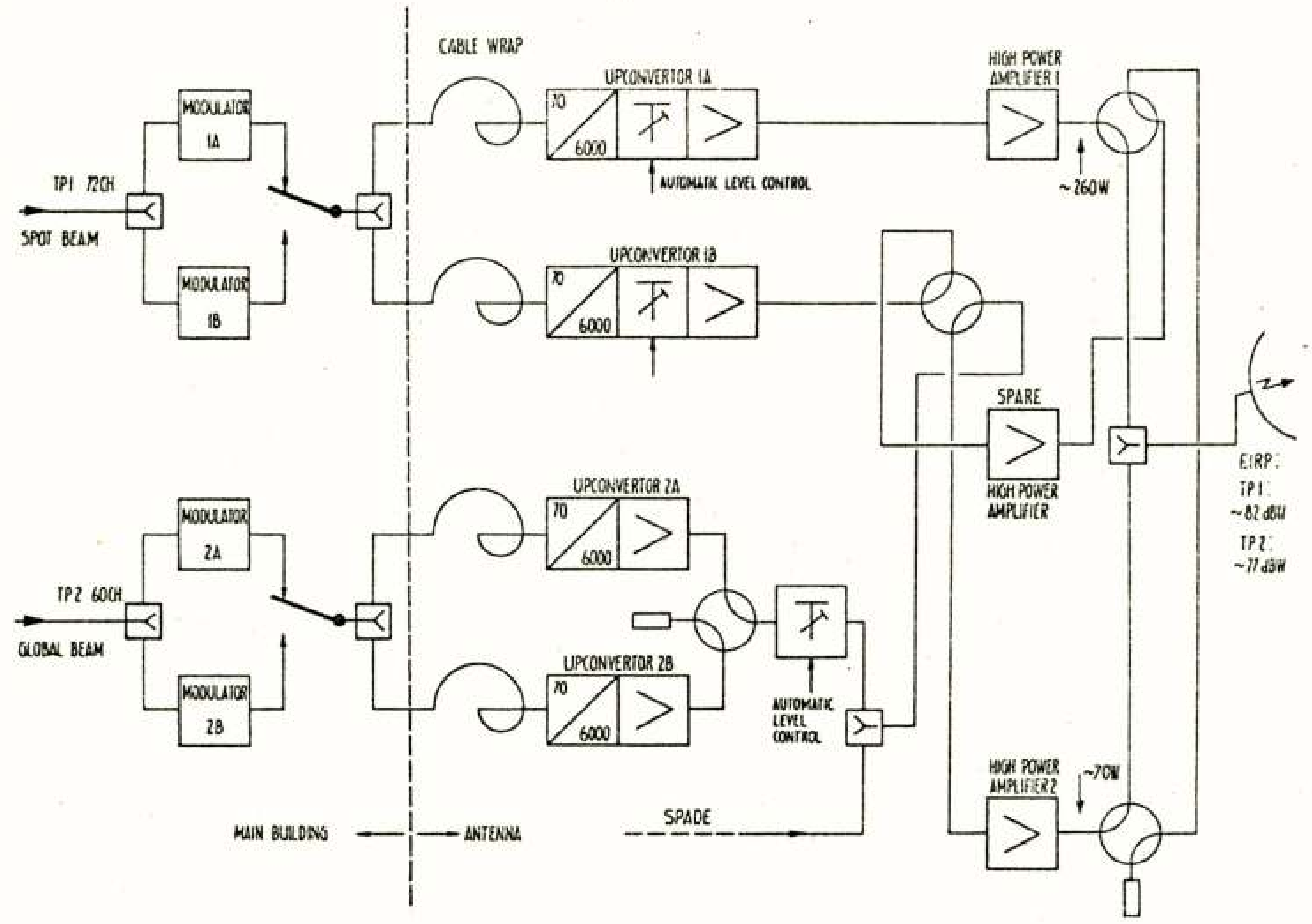


Fig. 13. Transmitting system block diagram

without unduly exceeding the intermodulation levels specified by Intelsat.

The outputs of the two operational HPA's are combined in a 3 dB-hybrid and fed to the antenna transmit input. The loss in the combining circuitry and waveguides totals approximately 5.4 dB maximum, resulting in HPA output levels as roughly indicated in Fig. 13. The maximum equivalent isotropically radiated power (e.i.r.p.) amounts to approximately 88 dBW per carrier, in the case of single-carrier-per-tube operation.

For the modulators and upconvertors 100% redundancy is provided and automatic change-over systems are employed throughout the equipment.

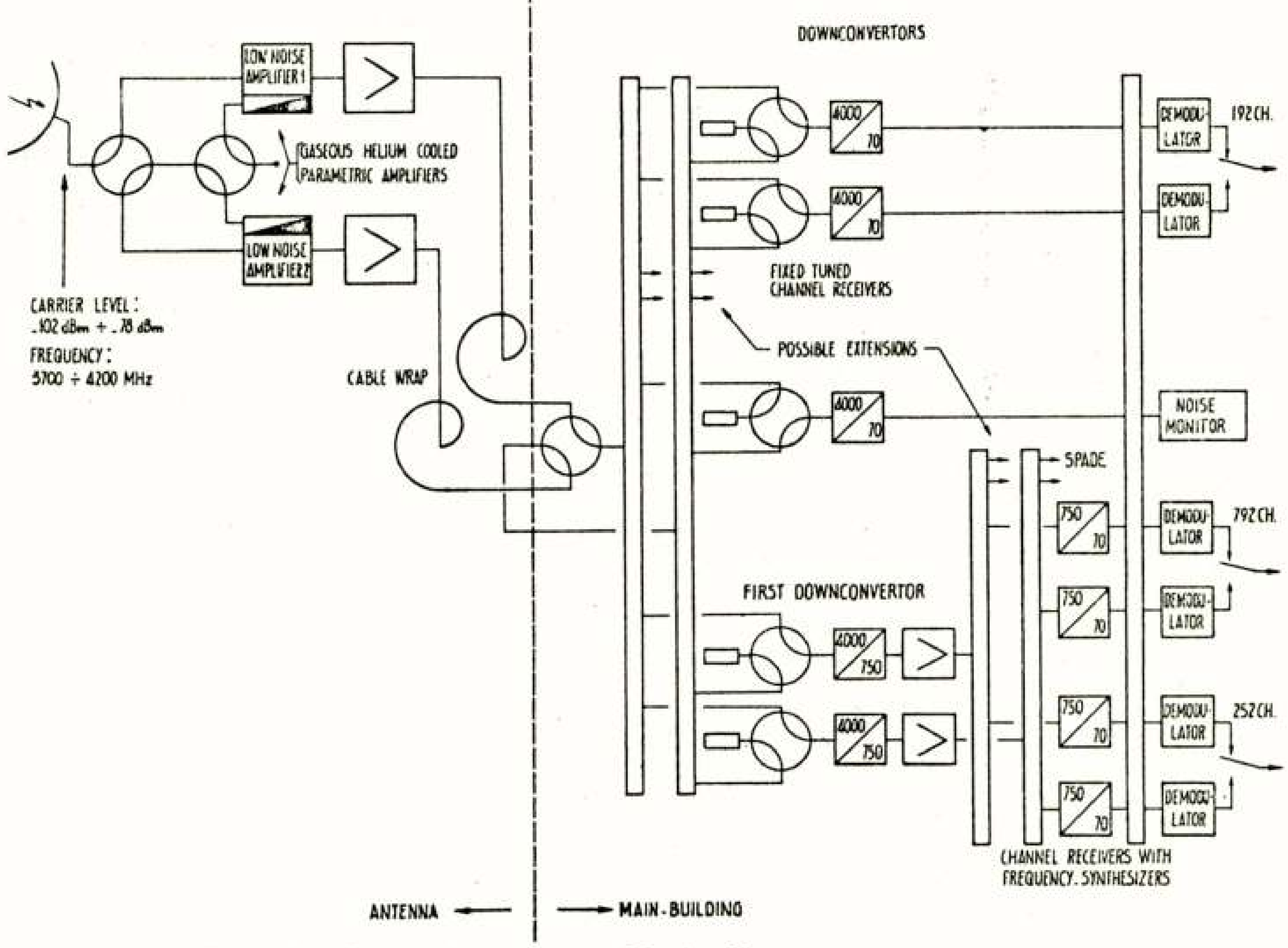


Fig. 14. Receiving system block diagram

Receiving system.

A block diagram of the receiving system is shown in Fig. 14. The low-noise pre-amplifier is a four-stage parametric amplifier, the first two stages being cooled by helium gas at about 17 K. The bandwidth of each stage is in excess of 500 MHz, at 10 dB gain. The pump-frequency is 26 GHz. This pre-amplifier is followed by a transistor line-amplifier, providing a gain of approximately 15 dB. Thus the total gain of the pre-amplifier chain amounts to approximately 55 dB. The LNA-subsystem consists of two independent pre-amplifier chains for redundancy. The measured values for the effective input noise temperature of the LNA-subsystem range from 12.9 to 18.7 K.

The output of each pre-amplifier chain is fed to a waveguide RF-divider in the communications equipment room in the main building by means of Flexwell-waveguide, partly mounted on a cable spiral in the concrete basement of the antenna.

The receivers connected to the output ports of the on-line RF-divider are partly of the single conversion type (4000/70 MHz). Moreover a wide-band first downconvertor (4000/750 MHz) has been installed in the communications equipment room, together with downconvertors (750/70 MHz) equipped with frequency-synthesizers. An additional receiver is connected to the off-line RF-divider, together with noise measuring equipment, in order to monitor the status of the off-line pre-amplifier chain. For all the receiving equipment 100% redundancy is provided, together with automatic switch-over systems.

The telecommunications equipment was supplied by Philips Telecommunicatie Industrie N.V.

The main building also provides accommodation for the multiplex equipment, a rotary no-break power system, a 400 kW Diesel-generator (for station emergency standby and for antenna heating) etc., as well as office rooms, conference room, etc.

The link between the Burum earth station and the Amsterdam International Transmission Maintenance Centre (ITMC) is formed via one of two possible routes on symmetrical carrier cable.

SPADE-terminal.

A terminal for the SPADE-system came into operational use in the Burum earth station in February 1974. The term SPADE is derived from single-channel-per-carrier, pulse code modulation, multiple access, demand assignment equipment. (Puente 1971). This is an FDMA system, whereby each carrier is modulated with only one telephone channel. The carrier spacing is 45 kHz, as indicated in Fig. 15.

Pulse code modulation (PCM) is used for channel encoding and four-phase coherent phase-shift keying (PSK) is used for modulating each carrier. Demand assignment is provided (without central control) by means of a stored programmed demand assignment signalling and switching unit (DASS) in each SPADE-terminal in the system. All channels requests, system status reports, etc., are received and transmitted via a common signalling channel (CSC, under the control of DASS), which interconnects all SPADE-terminals. The two-phase PSK modulated CSC-carrier, occupying a bandwidth of 160 kHz, is used in a TDMA-mode. A maximum of 49 DASS-units (i.e. 49 signalling bursts on the CSC) may be operated in the system.

As shown in Fig. 15, there are 397 usable channel-pairs, forming a pool of 397 two-way voice-grade circuits, together occupying an Intelsat IV transponder bandwidth. Any circuit is available to a SPADE-terminal user on a demand basis.

Fig. 16 shows a block diagram of a SPADE-terminal. The terrestrial interface unit provides, together with the processor in DASS, an interface between the signalling and switching system (CCITT nr. 5) used between the transit centre (Amsterdam) and the SPADE-terminal (Burum) and the corresponding system used between the SPADE-terminals. When a call request is received, the DASS automatically selects a frequency pair from the pool of available frequencies, provides the selected channel frequency assignment number to the frequency synthesizer in a channel unit and alerts the destination station of an incoming call and the frequency assignment for response.

The SPADE-terminal in Burum is equipped with an initial number of twelve channel units. Each channel unit consists of a PCM codec (coder/decoder), a channel synchronizer, a PSK modem (modulator/demodulator), a voice detector and the frequency synthesizer. In order to conserve satellite power, the voice detector controls transmission such that a carrier is present only if there is speech activity.

The modulated carriers, both outgoing and incoming and including the CSC-carrier, are passed through a common intermediate frequency subsystem, which interfaces with earth station upconvertors and downconvertors.

When a call is completed, the frequency pair is returned to the frequency pool for re-assignment.

At present, the SPADE-terminal at Burum is used to route calls to Argentina and Peru only, but traffic-routing via SPADE to more countries is expected soon.

REFERENCES

Galindo, V.; Design of dual-reflector antennas with arbitrary phase and amplitude distributions.
IEEE Trans.on Antennas and Propagation,

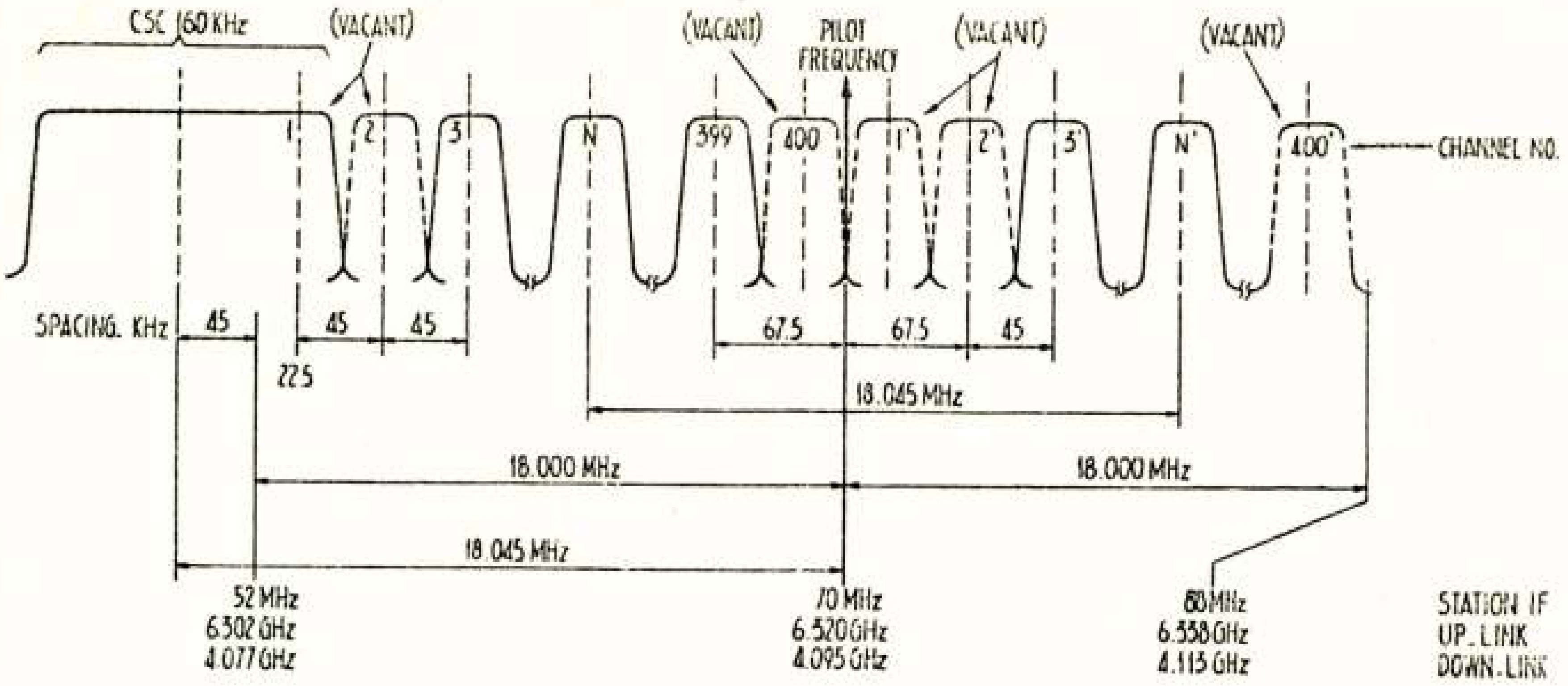


Fig. 15. SPADE multichannel frequency-allocation spectrum

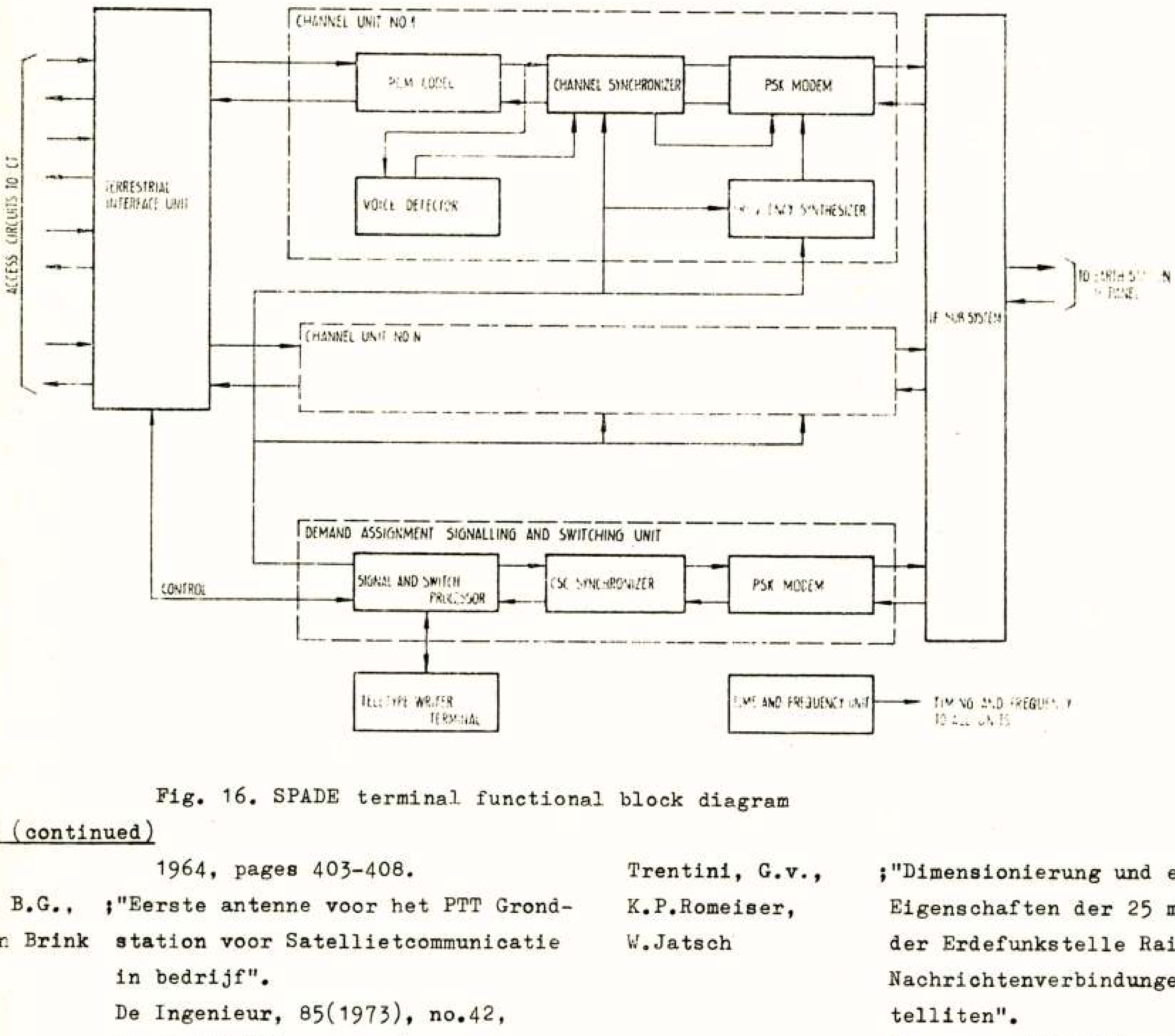


Fig. 16. SPADE terminal functional block diagram

References (continued)

1964, pages 403-408.

Hooghoudt, B.G., W.C.van den Brink ;"Eerste antenne voor het PTT Grondstation voor Satellietcommunicatie in bedrijf". De Ingenieur, 85(1973), no.42, pages 819-828.

Puente, J.G., A.M.Werth ;Demand-assigned service for the Intelsat global network. IEEE Spectrum, 8(1971), no. 1 pages 59-69.

Schreuder J.Th.R. ;"Algemene aspecten van het Nederlandse grondstation". De Ingenieur, 82(1970), no. 2, pages E1-E7.

Trentini, G.v., K.P.Romeiser, W.Jatsch ;"Dimensionierung und elektrischen Eigenschaften der 25 m-Antenne der Erdefunkstelle Raisting für Nachrichtenverbindungen über Satelliten". Frequenz, 19(1965) no.12, pages 402-421.

Williams, W.F. ;High-efficiency antenna reflector. Microwave Journal, July 1965, pages 79-82.

Voordracht gehouden op 21 mei 1974 in het PTT vergadercentrum te Utrecht, tijdens een gemeenschappelijke werkvergadering van het NERG (n° 237), de Beneluxsection van de IEEE en de Sectie voor Telecommunicatietechniek van het KIvI.

EEN DREMPELVERLAGENDE F.M. DEMODULATOR

Ir. G. van Dasler
Philips' Telecommunicatie Industrie B.V., Huizen

1. HET VERSCHIJNSEL VAN DE F.M. DREMPEL

Als men bij een demodulator, voor een F.M. gemoduleerd signaal, de signaal/ruisverhouding aan de uitgang van de demodulator meet als funktie van de aangeboden draaggolf/ruisverhouding dan vindt men tot een bepaalde draaggolf/ruisverhouding een lineair verband. Beneden een bepaalde draaggolf/ruisverhouding neemt de signaal/ruisverhouding echter vrij plotseling veel sterker af (zie fig. 1).

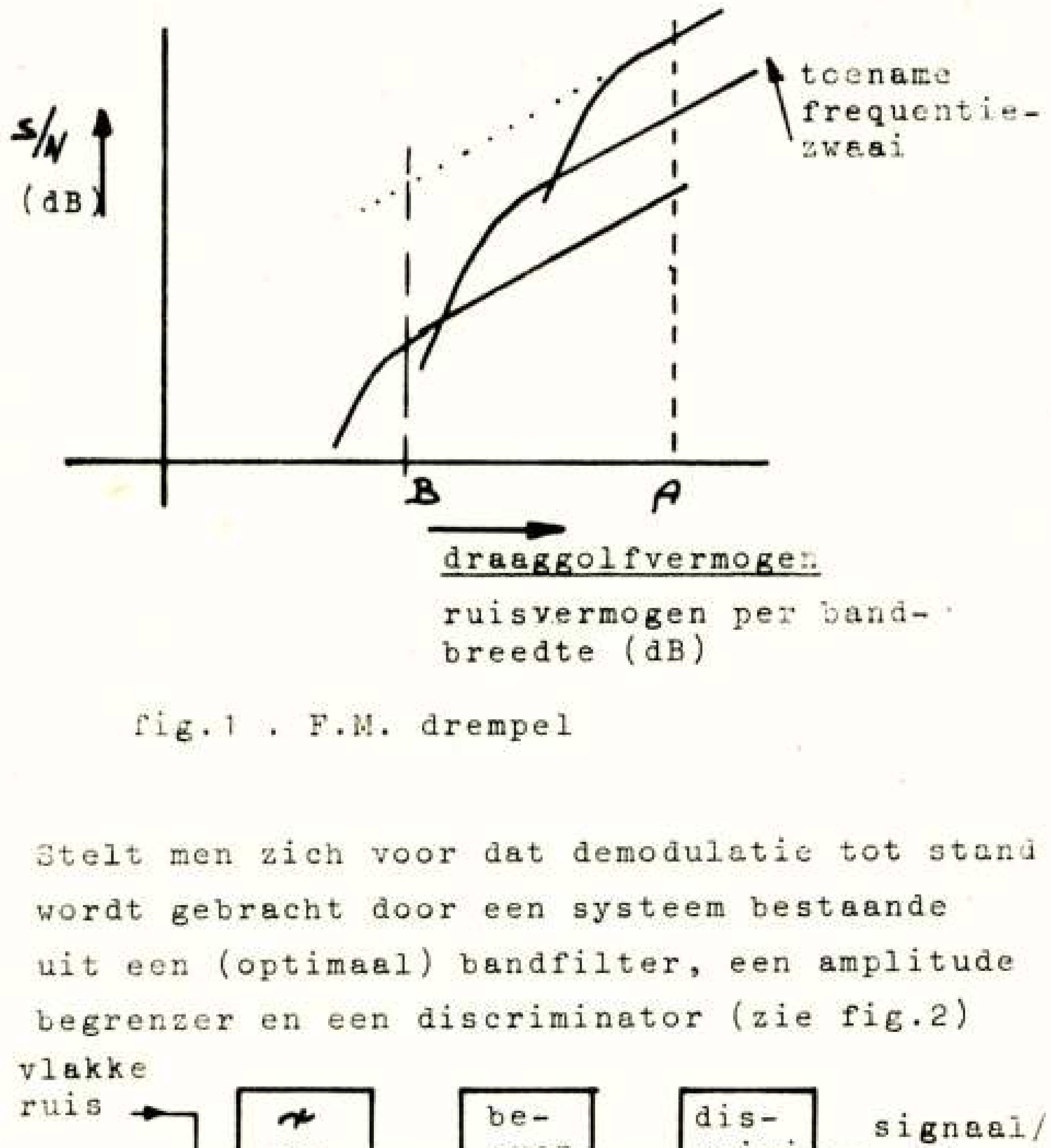


fig.1 . F.M. drempel

Stelt men zich voor dat demodulatie tot stand wordt gebracht door een systeem bestaande uit een (optimaal) bandfilter, een amplitude begrenzer en een discriminator (zie fig.2)

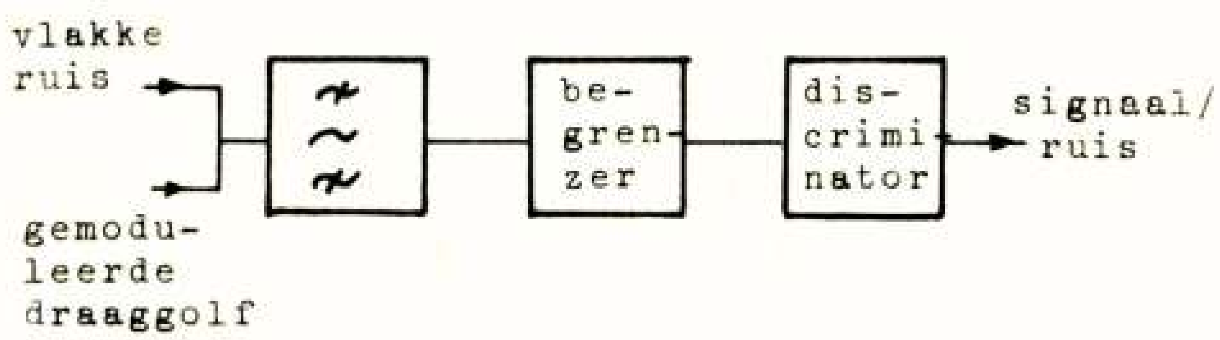


fig.2. F.M. demodulator

dan kan als belangrijkste oorzaak van het optreden van de drempel het volgende genoemd worden: Indien de amplitude van de ruisspanning die aan de begrenzer wordt aangeboden in amplitude gelijk wordt aan de amplitude van de draaggolf, terwijl de fase bovendien tegengesteld is, is het onmogelijk dat de begrenzer nog werkt. In de praktijk blijkt dat bij een draaggolf/ruisverhouding van ca. 12 dB het percentage van de tijd dat de ruisamplitude groter is dan de draaggolf zodanig te zijn dat de signaal/ruisverhouding extra afneemt.

Het verschijnsel heeft als vervelende consequentie dat vergroting van de frequentiezwaai, bij gelijkblijvende ruisdichtheid rond de draaggolf, soms geen verbetering van de signaal/ruisverhouding (lijn B fig. 1) geeft, wat bij betere draaggolf/ruisdichtheid verhoudingen wel het geval is (lijn A).

Door de grotere zwaai moet de bandbreedte van het filter vergroot worden waardoor, bij gelijke ruisdichtheid, de ruisamplitude op de begrenzer toeneemt.

2. SYSTEMEN OM DE RUISDREMPEL TE VERLAGEN

Om tot verlaging van de F.M. drempel te komen wordt vrijwel altijd gebruik gemaakt van een van de volgende grondsystemen. In elk van deze systemen wordt een vermindering van het ruisvermogen rond de draaggolf verkregen door via een kunstgreep tot beperking van de bandbreedte te komen.

a. Demodulator met frequentie tegenkoppeling

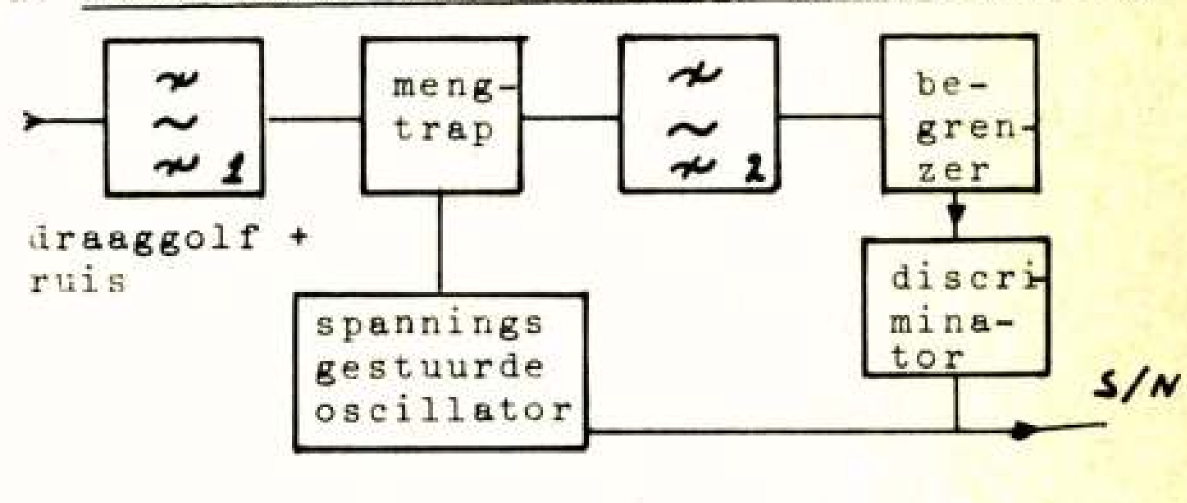


fig. 3. F.M. demodulator met frequentie tegenkoppeling.

Door de tegenkoppeling via de spanningsgestuurde oscillator wordt de frequentiezwaai verkleind, hierdoor kan filter 2 smaller zijn dan filter 1.

b. Dynamische volgfilter (Dynamic Tracking Filter)

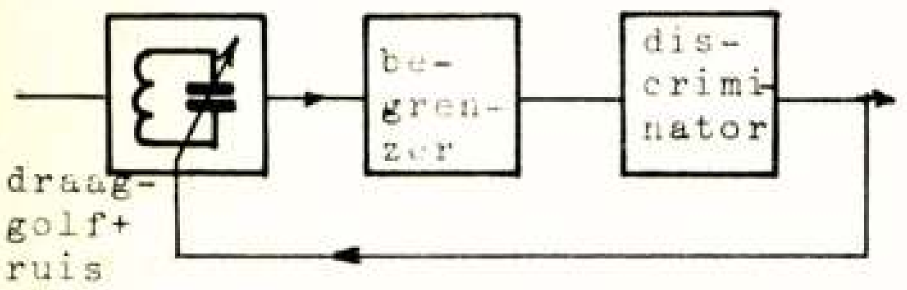


fig. 4. Dynamisch volgfilter

Door het filter met de draaggolf "mee te sturen" kan de bandbreedte kleiner zijn.

c. De faze lus

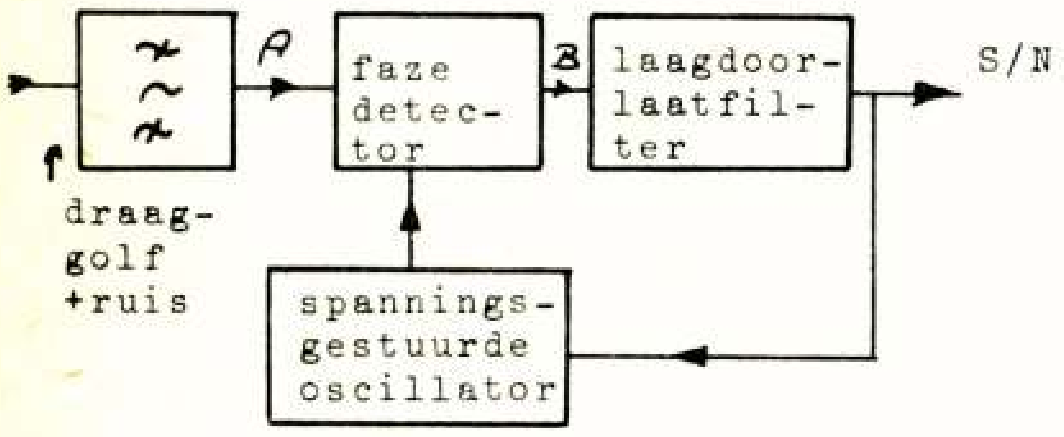


fig.5. Faze lus

Dit systeem wordt in het grondstation te Burum toegepast.

3. DE WERKING VAN DE FAZE LUS

De werking van de fazedetector kan men weergeven als een vermenigvuldiging van de beide inkomende signalen.

a. de gemoduleerde draaggolf: $E \sin(wt+\phi_i(t)$ met ruis: $n(t)$,

b. het oscillator signaal : $\cos(wt+\phi_v(t)$.

t is de tijd;
$w = 2\pi f$, f is de draaggolffrequentie
$\phi_i(t)$ is de modulatie op de draaggolf
$\phi_v(t)$ is de modulatie op de oscillatorspanning.

Door de werking van het laagdoorlaatfilter behoeven in de uitgang alleen de lage frequentietermen in rekening te worden gebracht.
Het effekt van de vermenigvuldiging wordt duidelijk als $n(t)$ wordt gesplitst:
$n(t)=n_c(t)\cos(wt+\phi_i(t))+n_S(t)\sin(wt+\phi_i(t))$,
een splitsing die altijd mogelijk is. Een nauwkeurige spectrum verdeling van n_c en $n_S(t)$ zal vrij moeilijk te bepalen zijn, wel valt makkelijk te bewijzen dat voor de gemiddelden van de kwadraten geldt:

$$\overline{n^2(t)} = \overline{n^2_c(t)} = \overline{n^2_S(t)}$$

De vermenigvuldiging levert als uitgangssignaal: $E \sin(\phi_i(t)-\phi_v(t))+n_S \sin(\phi_i(t)-\phi_v(t))+ n_c \cos(\phi_i(t) - \phi_v(t))$
Indien geldt dat $|\phi_i(t)-\phi_v(t)|<<\pi/2$ kan dit vereenvoudigd worden tot:

$$E(\phi_i(t)-\phi_v(t)) + n_c$$

Met dit laatste resultaat in gedachten kan het schema van de faze lus tot het onderstaande (fig. 6) worden herleid:

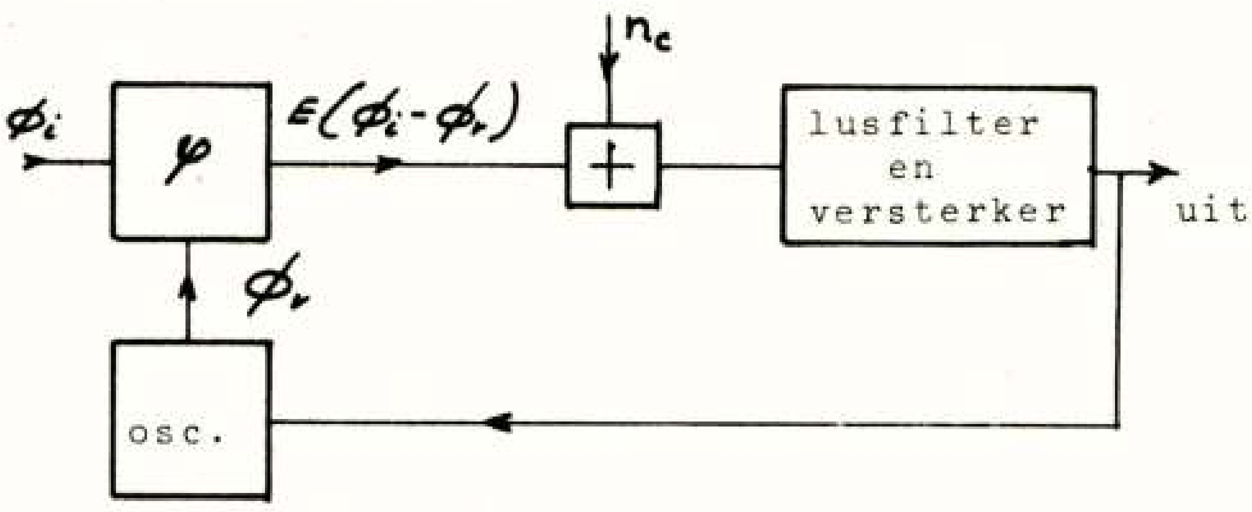


fig. 6. Vervangingsschema faze lus.

In dit schema fungeert de spanningsgestuurde oscillator als een ideale integrator.
Zolang nu $|\phi_i-\phi_v|<< \pi/2$ is een goede werking van de schakeling verzekerd, wordt niet meer aan deze voorwaarde voldaan dan zal het drempeleffekt optreden.
Indien op de signalen een Fourrier transformatie is toe te passen is voor de getransformeerde grootheden eenvoudig de volgende relatie af te leiden:

$$\theta_i - \theta_v = \frac{\theta_i}{1+\frac{E.H}{s}} - \frac{N}{E}\,\frac{\frac{E.H}{s}}{1+\frac{E.H}{s}}$$

$s = jw$

θ_i, θ_v en N zijn de fourriertransformaties van ϕ_i, ϕ_v en n_c, H is de overdrachtsfunktie van lusfilter/versterker.
1/s is de overdrachtsfunktie van de spanningsgestuurde oscillator, gemakshalve is daarbij de gevoeligheid 1 gesteld.
Als ϕ_i en n_c (en daarmee ook ϕ_v) alleen statistisch bepaalde signalen zijn is voor de fazefout het volgende af te leiden:

$$\varepsilon^2 = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} (\phi_i(t) - \phi_v(t))^2\, dt =$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{S_i}{|1+\frac{E.H}{s}|^2}\, df + \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{S_{nc}}{E^2} \left| \frac{\frac{E.H}{s}}{1+\frac{E.H}{s}} \right|^2 df$$

S_i is de spectrale dichtheid van $\phi_i(t)$.
S_{nc} is de spectrale dichtheid van $n_c(t)$.
$f = w/2\pi$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} S_i \, df = \frac{1}{2.T} \int_{-T}^{+T} \phi_i^2(t) \, dt \qquad T \to \infty$$

$$R = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{nc} \, df = \frac{1}{2.T} \int_{-T}^{+T} n_c^2(t) \, dt \qquad T \to \infty$$

$\frac{1}{2} E^2$ is een maat voor het binnenkomende draaggolfvermogen.
$\frac{1}{2} E^2/R$ is de inkomende draaggolf/ruis verhouding.

Voor een gegeven S_i en S_{nc} is de schakeling optimaal als E.H. zodanig wordt gekozen dat ε minimaal wordt.

4. DE PRAKTISCH TOEGEPASTE SCHAKELING

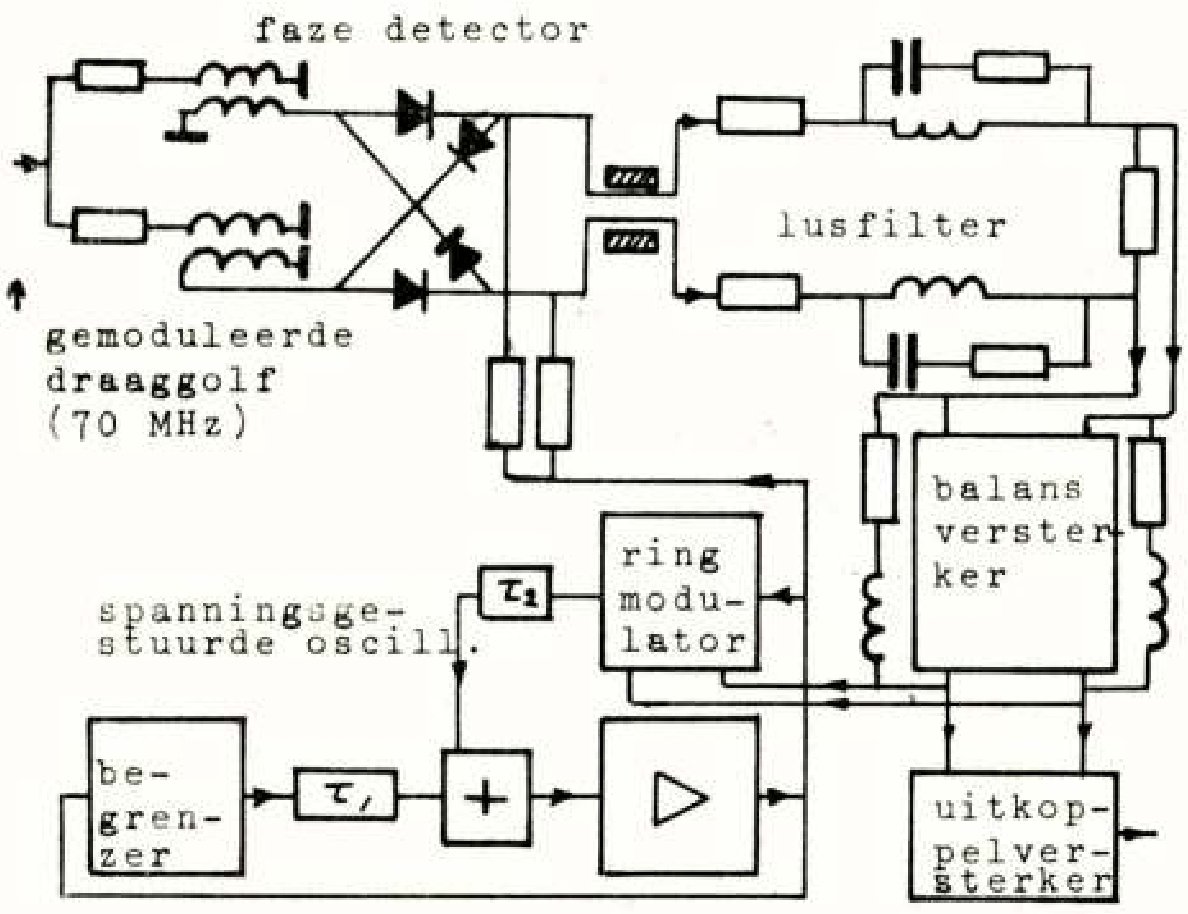


Fig.7. Schema toegepaste fazelus
τ_1 en τ_2 zijn vertragingslijnen, τ_1 heeft een zodanige waarde dat de oscillator op 70 MHz oscilleert als de sturing van de ruismodulator nul is (afgegeven spanning nul).
De schakelingen van ringmodulator en faze detector zijn vrijwel identiek.

Een enkele opmerking over het schema: doordat het laagfrequent gedeelte is gebalanceerd kan een goede scheiding tussen dit gedeelte en de 70 MHz worden gemaakt zonder dat dit aanleiding geeft tot extra vertraging in de lus.
De kwaliteit van het uitgangssignaal wordt in grote mate bepaald door de eigenschappen van de spanningsgestuurde oscillator.

5. DE OPTIMALISERING VAN DE SCHAKELING

De in paragraaf 4 geschetste schakeling is optimaal gemaakt door experimenteel lusfilter en versterker variëren totdat zo gunstig mogelijk waarden voor F.M. drempel en nabuurkanaalstoringen (zie par. 8) werden verkregen. Tevens werd een berekening uitgevoerd waarbij ε (zie de formule in par. 3) zo. klein mogelijk werd. Om deze berekening uit te voeren werden de volgende veronderstellingen gemaakt:

a. S_{nc} = constant, $S_{nc} = \overline{n^2(t)}/BW$, BW is de bandbreedte van het vóórselectiefilter. Aan de rand van het frequentiegebied zijn er zeker afwijkingen maar de gemaakte fout op het totaal is niet groot.
b. $S_i = \frac{1}{2} PE(f). \quad \frac{(\Delta f)^2}{f^2(fm-fe)}$; deze dichtheid van het signaal treedt op als F.M. wordt gemoduleerd met een vlakke ruisbron met hoogste frequentie f_m en laagste frequentie f_e via een preemphase karakteristiek PE. Δf is de totale effectieve frequentiezwaai.

Door aanpassing van de integratie grenzen kan voor ε^2 gevonden worden:

$$\varepsilon^2 = \frac{\Delta f^2}{f_m - f_e} \int_{f_e}^{f_m} \frac{PE(f)}{f^2 \left|1 + \frac{E.H}{s}\right|^2} \, df \; +$$

$$f_B = \tfrac{1}{2} BW \qquad \frac{\overline{n^2(t)}}{\tfrac{1}{2} E^2 . BW} \int_0^{f_B} \left| \frac{\frac{E.H}{s}}{1 + \frac{EH}{s}} \right|^2 df$$

$\dfrac{\overline{n^2(t)}/BW}{1/2 \, E^2}$ is de verhouding tussen ruisdichtheid en draaggolf vermogen.

$$H = h_o \, \frac{(S+S_1)(S+S_2)(S+S_2^*)}{(S+S_3)(S+S_4)(S+S_5)(S+S_5^*)} \cdot \exp. \left[-j\omega\tau\right]$$

De reëele waarden S_1 en S_3 vloeien voort uit de karakteristiek van de lusversterker; de reëele waarde S_4 en de complexe, resp. toegevoegde complexe, waarden S_2, S_2^*, S_5, S_5^* uit het lusfilter. S_1 en S_3 blijken zodanig te moeten worden gekozen dat over een zeer groot deel van het frequentiegebied de karakteristiek van versterker met spanningsgestuurde oscillator vlak wordt.
De (parasitaire) vertragingstijd τ in de lus wordt in rekening gebracht door de exponentiële faktor. Deze vertragingstijd kan het bereikbare resultaat tamelijk nadelig beïnvloeden.
Opgemerkt moet worden dat in elk geval een vertragingstijd van 7 nsec. onvermijdelijk is, 7 nsec. is de halve periodetijd van een 70 MHz signaal.

6. ENKELE BEREKENDE EN GEMETEN EIGENSCHAPPEN VAN DE OPTIMALE SCHAKELING

Als voorbeeld is de schakeling voor een

draaggolf met 24 telefoonkanalen genomen.
De nominale parameters voor deze draaggolf zijn: Δf = 275kHzeff. (zwaai);

f_e = 12 kHz (laagste modulatiefreq.);

f_m = 108 kHz (hoogste modulatiefreq.);

$2 f_B$ = BW= 1250 kHz (H.F. bandbreedte ≈ carsonbandbreedte);

$\frac{\frac{1}{2}E^2}{n^2(t)/BW}$ = draaggolfvermogen/ruisdichtheid= 75,2 dB. Hz (nominaal).

Bij de berekening werden twee waarden voor de verhouding draaggolfvermogen/ruisdichtheid genomen n.l. 75,2 (nominaal) en 69,2 dB. Hz (de waarde waar ongeveer de drempel optreedt). Onderstaande tabel geeft de uitkomsten:

	ε_n^2	ε_s^2	ε	P_D/N	(P_D/N)opt
Be	0,100	0,02	0,347	69,2	69,2
re	0,127	0,0054	0,364	69,2	75,2
ken.i	0,032	0,0054	0,193	75,2	75,2
	0,025	0,020	0,212	75,2	69,2
			0,451	69,2	69,2 (τ=200 nsec,)
geme-	0,0296	0,0182	0,225	75,2	
ten	0,132	0,0182	0,375	69,2	
	rad²	rad²	radialen	dB.Hz	dB.Hz

ε_n^2 is het ruisgedeelte in ε^2
ε_s^2 is het signaalgedeelte in ε^2
$\varepsilon = \sqrt{\varepsilon_n^2+\varepsilon_s^2}$ (bij de gemeten waarden niet exact voldaan).
N.B. $\varepsilon_s^2/\varepsilon_n^2$ is geen maat voor de signaal-ruisverhouding na detectie.

P_D/N is de draaggolf/ruisdichtheid verhouding waarbij ε is bepaald.

(P_D/N) opt is waarde waarbij ε zo klein mogelijk werd gemaakt.

Men ziet een redelijke overeenkomst tussen experiment en berekening. (Vergelijk regel 1 met regel 7 en regel 4 met regel 6). Vergelijkt men regel 1 met regel 5 dan ziet men dat een vertragingstijd van 200 nsec. in de lus de waarde van ε (en dus ook het maximaal te bereiken resultaat) ca. 2 dB slechter maakt . (Een vertraging van 200 nsec. heeft bij het systeem 24 telefoonkanalen hetzelfde effekt als 12 nsec., een voor deze schakeling realistische waarde, bij het systeem met 432 kanalen (fm ≈ 1,8 MHz)).

Voor de open- en gesloten lus versterking worden waarden volgens fig. 8 en 9 berekend en gemeten.

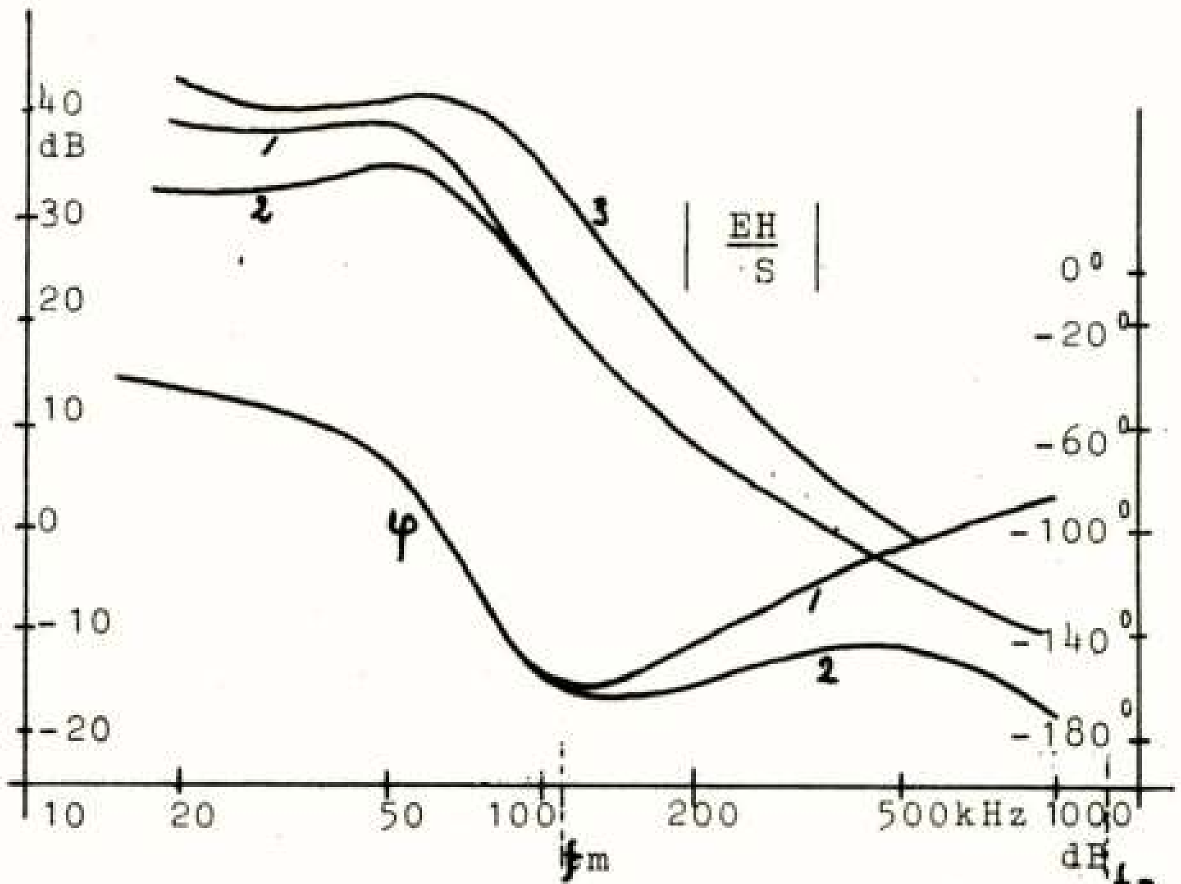


fig. 8. Open lus versterking. 24 kan.
1,2: berekend, 2 met τ=200 nsec.
3 : gemeten

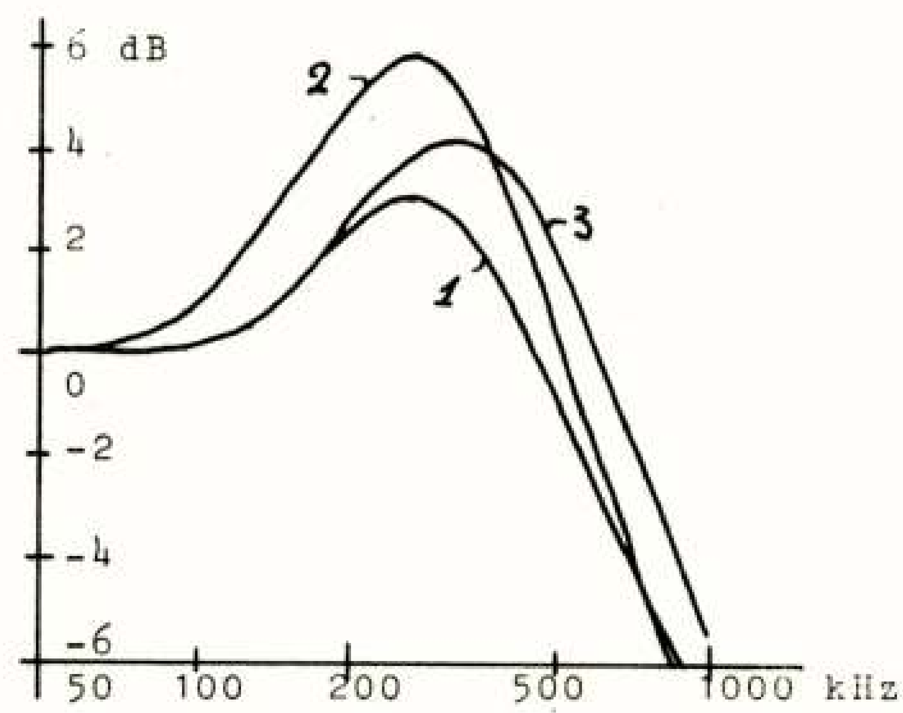


fig. 9. Gesloten-lus versterking curve nrs als fig.8

7. METING VAN DE F.M.-DREMPEL

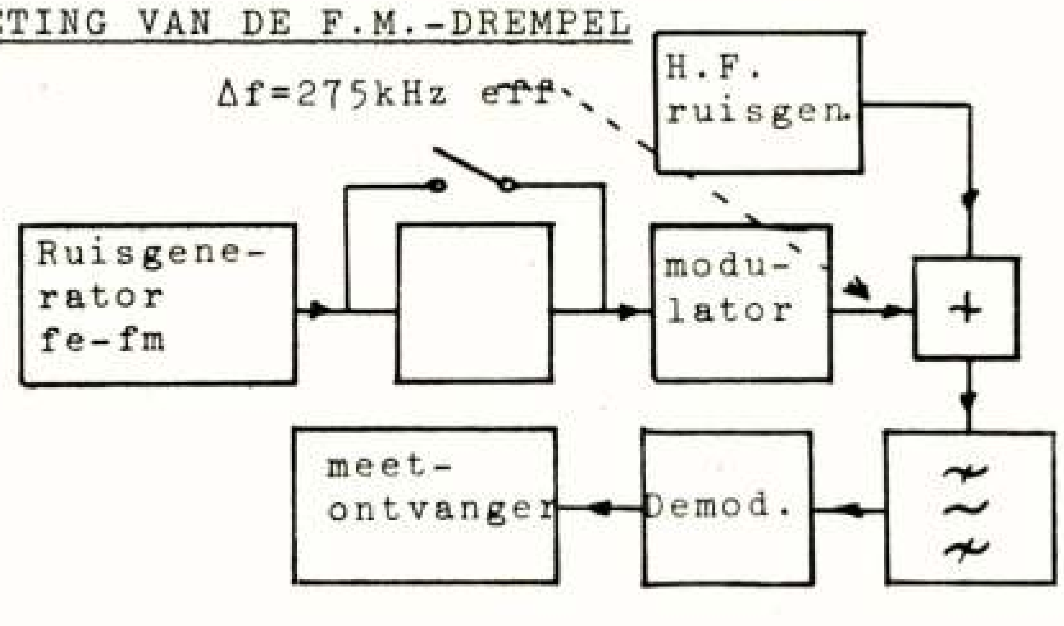


fig. 10. Principe meetopstelling.

De bandbreedte van de meetontvanger is kleiner dan die van het (smalle) bandstopfilter.

De resultaten van de meting zijn gegeven in de fig.11,12 als maat voor de signaalruisverhouding is de NPR (Noise Power Ratio) genomen, deze is gedefinieerd als de verhouding tussen het vermogen dat men meldt als het bandstopfilter (fig. 10 is overbrugd en dat wanneer dit niet het geval is.

Voor een drietal representatieve situaties zijn de resultaten gegeven:

a. De situatie voor een 24 telefoonkanalen systeem, te zien is dat t.o.v. de normale demodulator (begrenzer-discriminator) de drempel ca. 4 dB gunstiger komt te liggen. Het systeem heeft dus bij fading en eventueel andere degradaties een 4 dB grotere marge gekregen.

b. De situatie voor een 432 kanalen systeem. Hier valt op dat van drempelverbetering geen sprake meer is. De oorzaak ? Aan het eind van paragraaf 6 werd reeds de nadelige invloed van een parasitaire busvertraging genoemd, dit speelt hier een rol. Bovendien ligt de verhouding carsonbandbreedte/2x hoogste modulatiefrequentie veel ongunstiger:

   24 kan. Δf=275 kHz eff, fm=108 kHz.
   carsonband:CB=2,4 MHz, verhouding $CB/2.fm \approx 11$.

   432 kan. Δf=2688 kHz eff., fm=1796 kHz.
   carsonband:CB=25,1 MHz, $CB/2.fm \approx 7$.

c. De situatie voor een 432 kanalen systeem met een breder dan optimaal voorselectiefilter. De gewone demodulator geeft hier, zoals verwacht, een lagere drempel te zien, de D.V.D. ondervindt vrijwel geen invloed van een filterwisseling.

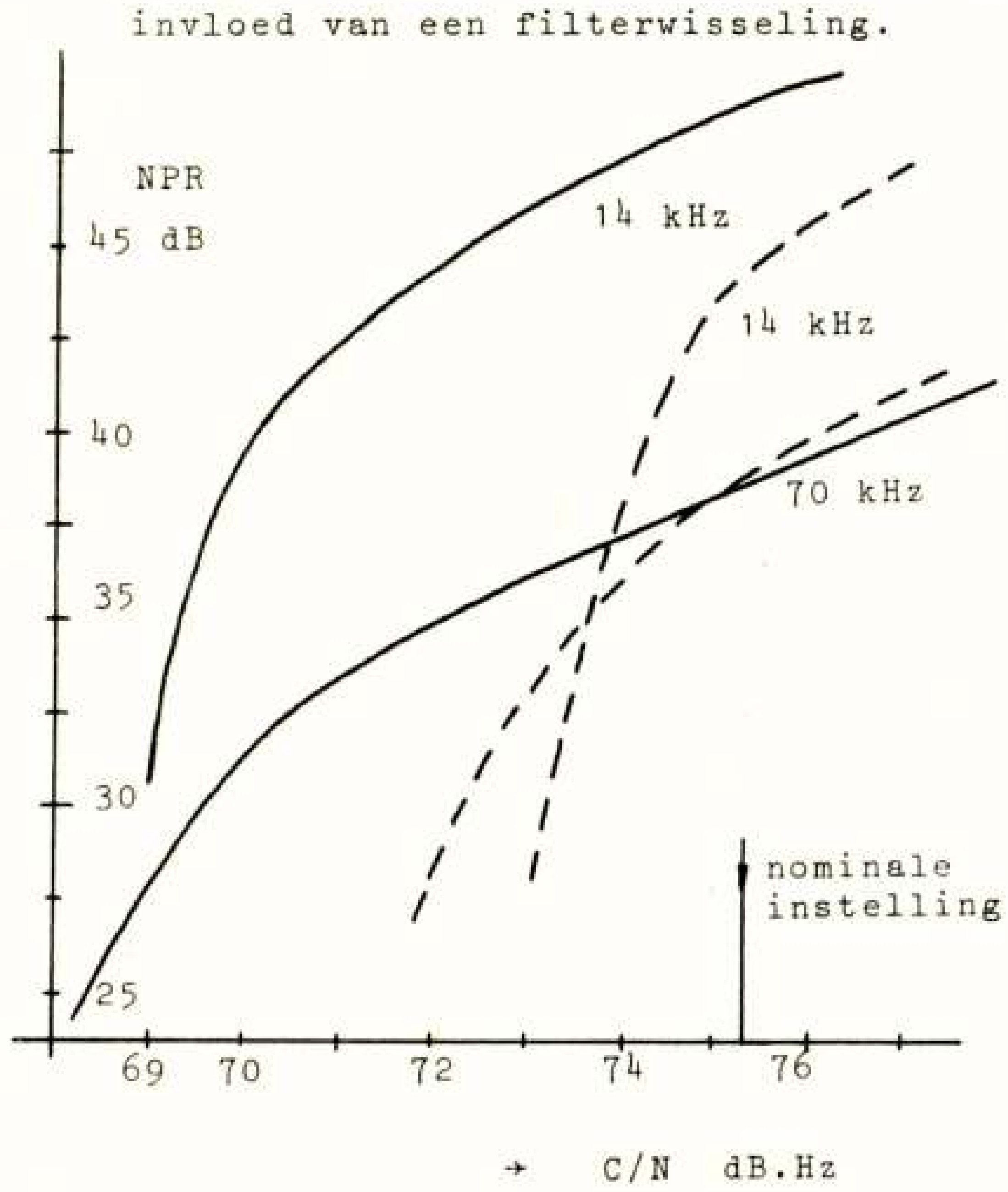


fig. 11. Drempelmeting voor 24 kanalen
Effectieve middenfreq. bandbreedte: 2,67 MHz.
Hoogste modulatiefreq.:108 kHz
Carsonband ~ 2,4 MHz
—— D.V.D. --- Breedband demodulator

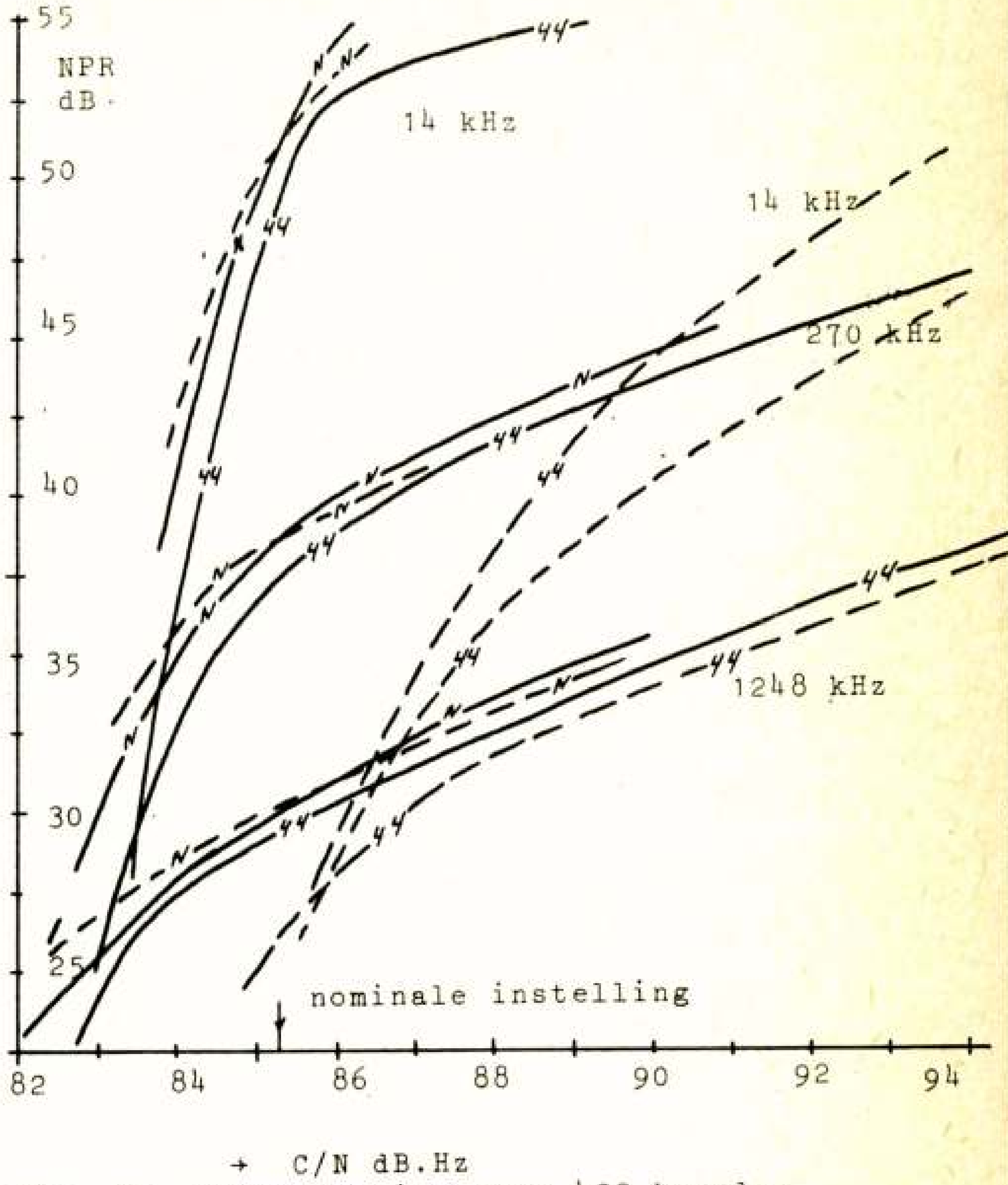


fig. 12. Drempelmeting voor 432 kanalen
Effectieve middenfreq. band:

carsonband ~ 25,1 MHz	—44—	44,4 MHz
	--44--	(extra breed)
—— D.V.D.		
--- Breedband-demodulator	—N—	22,5 MHz
	--N---	(nominaal)

8. METING VAN NABUURKANAALSTORINGEN

Het "intelsat" systeem wil een zo goed mogelijk gebruik maken van de beschikbare frequentieruimte. Daarom is de draaggolf afstand zo klein mogelijk genomen . Een vraag is nu:"In hoeverre veroorzaakt deze korte draaggolf afstand in de ontvanger onderlinge sturing?". De hier volgende metingen geven een indruk.

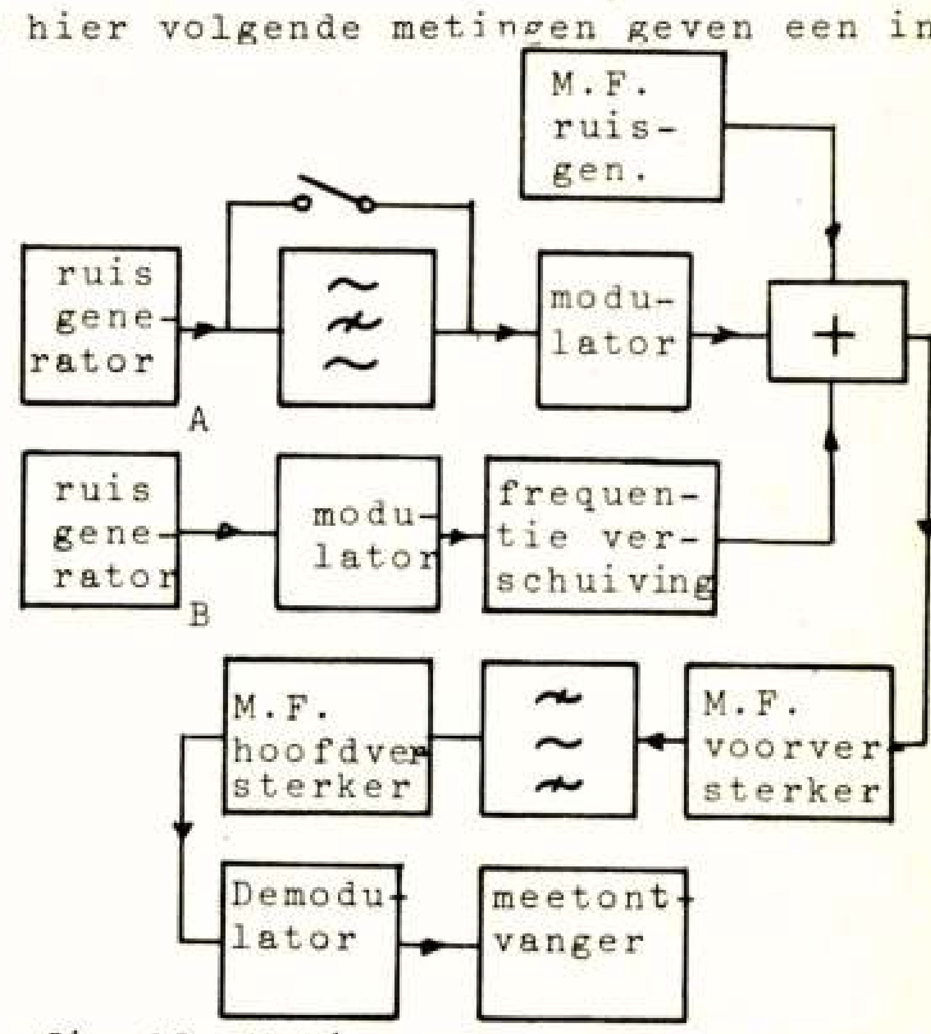
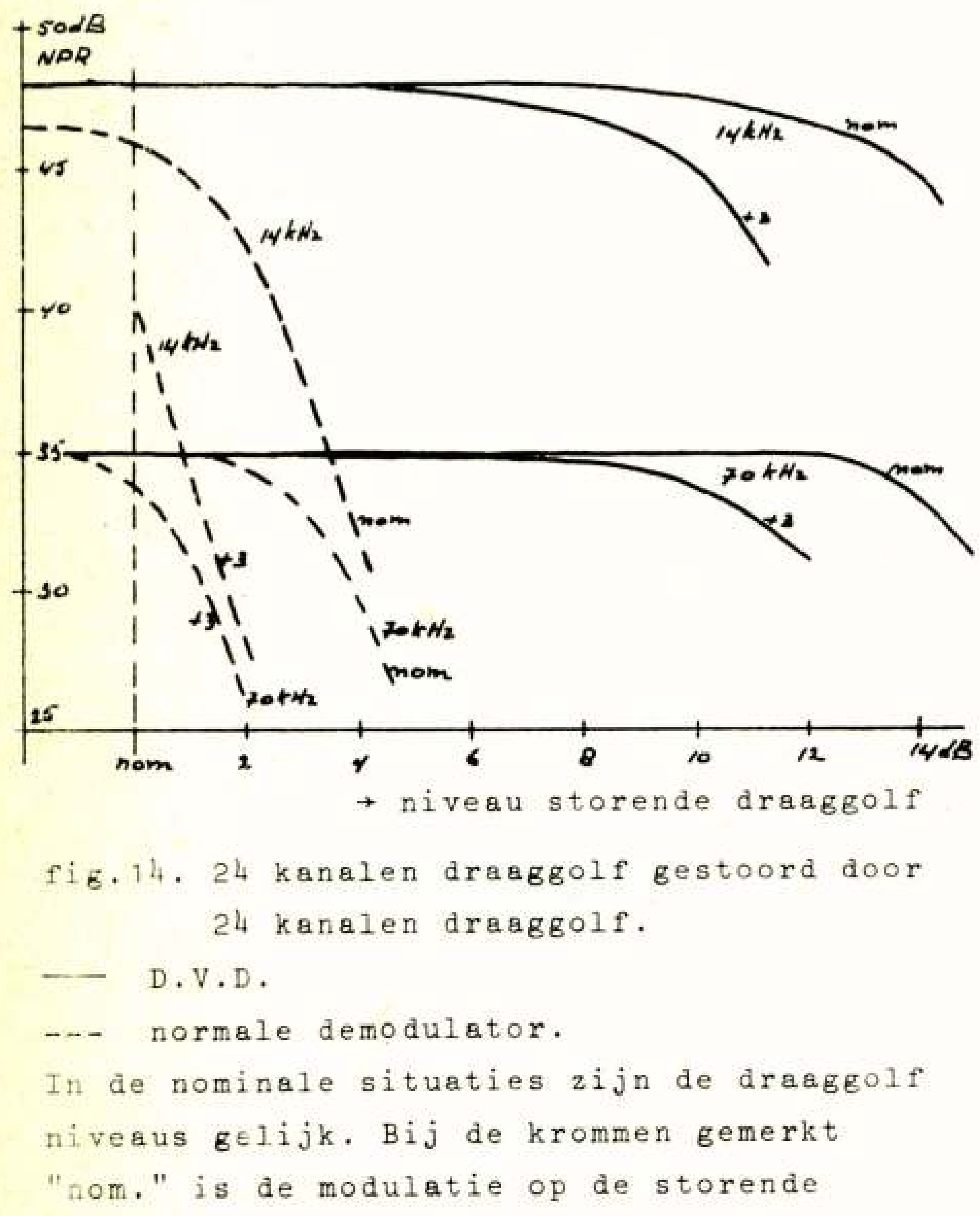


fig.13. Meting nabuurkanaalstoringen
A. Te meten draaggolf . B. Storende draaggolf .

Het aantal mogelijke parameter variaties is zeer groot. Om hieruit geen verwarrend beeld te laten ontstaan is uitgegaan van de nominale situaties aan de ontvangerkant: nominale draaggolfniveaus, nominale frequentieafstanden, nominaal ruisniveau, nominale modulatie op storende en op gestoorde draaggolf. Hiervan uitgaande is gevarieerd het niveau van de storende draaggolf, de modulatie van de storende draaggolf (fig. 14) en de bandbreedte van het M.F. ontvangfilter (fig.15). Andere combinaties van draaggolven geven resultaten die veel overeenkomst vertonen met de hier weergegeven.



→ niveau storende draaggolf

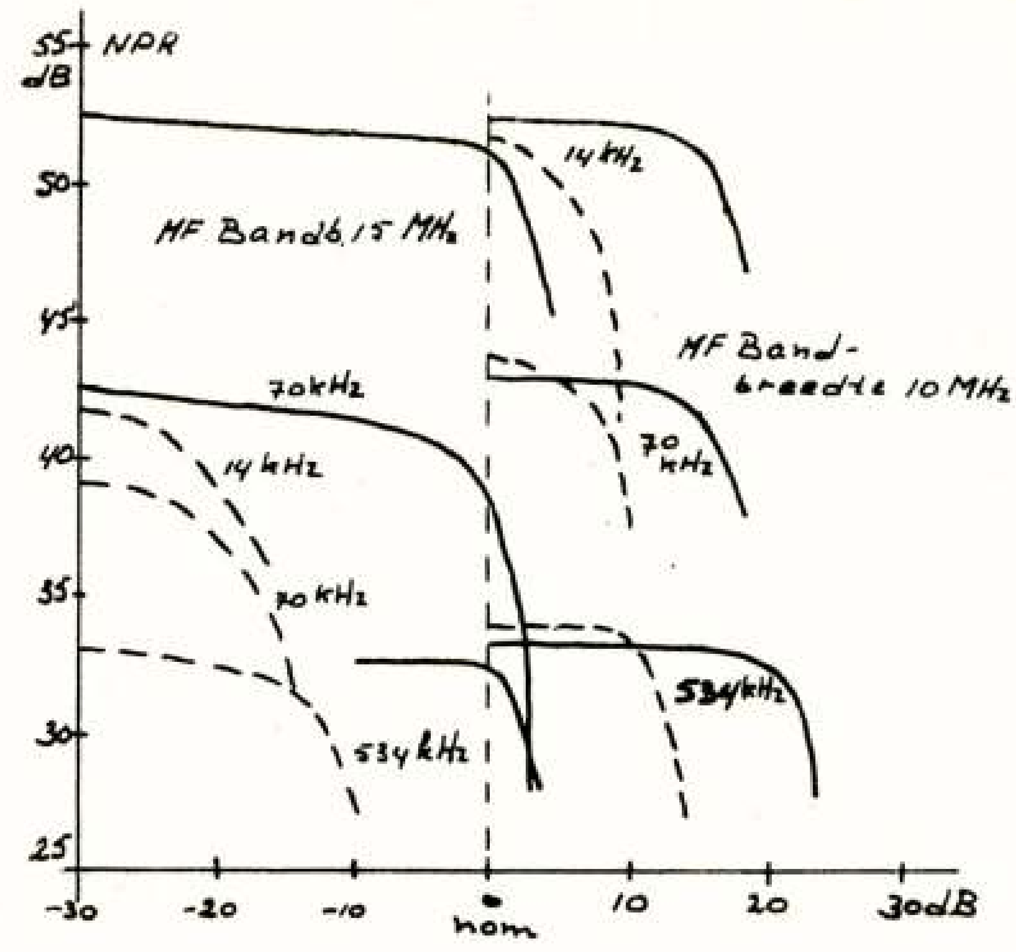
fig.14. 24 kanalen draaggolf gestoord door 24 kanalen draaggolf.

—— D.V.D.

--- normale demodulator.

In de nominale situaties zijn de draaggolf niveaus gelijk. Bij de krommen gemerkt "nom." is de modulatie op de storende draaggolf nominaal.
Bij de krommen gemerkt "+3" is de modulatie op de storende draaggolf nom. +3 dB.
Frequentieafstand:2,5 mHz.
Effectieve M.F. bandbreedte: 2,67 MHz.

Voordracht gehouden op 21 mei 1974 in het PTT vergadercentrum te Utrecht, tijdens een gemeenschappelijke werkvergadering van het NERG (n° 237), de Beneluxsection van de IEEE en de Sectie voor Telecommunicatietechniek van het KIvI.



→ niveau storende draaggolf

fig. 15. 132 kanalen draaggolf gestoord door een 24 kanalen draaggolf

Het nominale niveau van de storende draaggolf is 6 dB lager dan dat van de 132 kanalen draaggolf.
De freq. afstand van de draaggolven is 6.25 MHz. Carsonband 132 kan. draaggolf:9,2 MHz.

LITERATUUR:

1) F.M. Threshold Performance of the Frequency Demodulator with Feedback.
F.A. Cassara, D.T. Hess.
I.E.E.E. transac. on Aerospace and Electronic Systems vol. AES-8 no. 5. (Sept. 1972).

2) Threshold extension of an F.M. Demodulator using a Dynamic Tracking Filter .
K.S. Lockyer.
Proc. I.E.E., vol. 115, no. 8. (Aug. 1968).

3) Modulation, noise and Spectral Analysis.
P.F. Pauther, hoofdstuk 16.
Uitg. Inc. Graw Hill.

4) Principles of coherent communications.
A.J. Viterbi, hoofdstuk 4.
Uitg. Inc. Graw Hill.

5) Advances in Phase-Lock Demodulation.
F. Carassa, F. Rocca.
I.E.E.E. Trans. on Comm. Technology, vol. com.-18, no. 3 (June 1970).

THE EXPERIMENTAL SATELLITE EARTH STATION OF THE NETHERLANDS PTT

Ir. A. da Silva Curiel
Dr. Neher Laboratory, Leidschendam

The article describes an experimental satellite earth station, built by the laboratory of the Netherlands Postal and Telecommunications Administration at the HF-receiving station "NERA".
The antenna of the earth station is a paraboloid with a diameter of 10 metres, using a cassegrainian feed system. The high surface accuracy, together with the mechanical design of a rigid antenna support, enable operation of the antenna in the frequency range of 10 to 40 GHz. The antenna will mainly be used as an instrument in propagation measurements of long duration with such experimental satellites as SIRIO and OTS. In order to attain the objectives of both unmanned operation and data processing, a digital computer forms part of the equipment.
The paper gives some details of both the mechanical and the electrical design, and ends with a discussion of the results of some antenna measurements.

INTRODUCTION

In order to meet the growing long-distance traffic requirements, communications satellite systems operating at frequencies above 10 GHz will be introduced in the near future. A regional European communications satellite system (ECS) will be operational around the year 1980. It is the intention of Intelsat that the Intelsat-V system will be in operation in the years 1978-1980, to cater for intercontinental traffic. Both services will operate in the 11 and 14 GHz bands.

Future systems will differ appreciably from present day systems, operating in the 4 and 6 GHz bands:

- As relatively little bandwidth has been allocated to the fixed satellite service, the systems will be bandwidth limited from the very beginning. Consequently it is intended to apply frequency re-use as an effective means to increase the capacity. The principle of frequency re-use is to transmit two signals simultaneously in the same frequency channel, but with orthogonal polarizations. The design of the earth station antenna will to a great extent be determined by the requirement of frequency re-use, as more than before special attention has to be paid to minimizing cross-polarization effects.
- At frequencies above 10 GHz propagation effects in the earth atmosphere, such as attenuation and depolarization become significant. These effects depend to a considerable extent on meteorological conditions, and on the distance travelled by the signal through the atmosphere. It is therefore necessary to collect statistical data on both effects in a variety of climates and at several angles of elevation.

Experimental programs like the Italian SIRIO-program and the ESRO "Orbital Test Satellite"-program (OTS), will provide the first opportunity for direct measurements of propagation phenomena over a real slant path between several earth stations and a satellite.

Both as a contribution to the required international efforts, and in order to develop the expertness necessary for her advisory task, the laboratory of the Netherlands Postal and Telecommunications Administration (PTT) decided at an early stage (spring 1971) to construct an experimental earth station. This station has been built in the meantime and is now operational. It is located at our HF-receiving station "NERA" at Nederhorst den Berg, some 70 km away from the laboratory, as indicated in figure 1.



Figure 1.
Location of the experimental earth station.

It is for the time being equipped for experiments with the SIRIO-satellite. As long as no satellites are available, radiometers are used to record solar

noise and atmospheric noise in the up-link and down-link frequencies of SIRIO (12 and 18 GHz).

In the next chapters we will discuss some of the design aspects of the station from both electrical and a mechanical point of view, and finally give some results of the electrical measurements.

MECHANICAL DESIGN

General

The mechanical design of the antenna has largely been performed by the Bureau For Telescopes and Antennas (BTA). The design was based upon the availability of a reflector of parabolic shape and with sufficient surface accuracy, manufactured by the Zeppelin concern (Germany). Figure 2 is a photograph of the station, showing some general properties of the design:

Main Reflector

The main reflector is composed of 12 radial sections, bolted together. Each section contains a supporting structure of aluminium sheet material stiffened with aluminium profile. A total of 72 paraboloidal surface panels of 3 mm thickness is riveted to the supporting structure. In this way a surprisingly lightweight structure of only 2200 kg is obtained. Although the reflector has been developed for application in radio links using tropospheric scatter at much lower frequencies, it has sufficient surface accuracy for our applications.

The main reflector is connected to the corners of a rigid square backing structure. The four points are carefully chosen so as to minimize deformations of the main reflector by gravity and wind loading. The backing

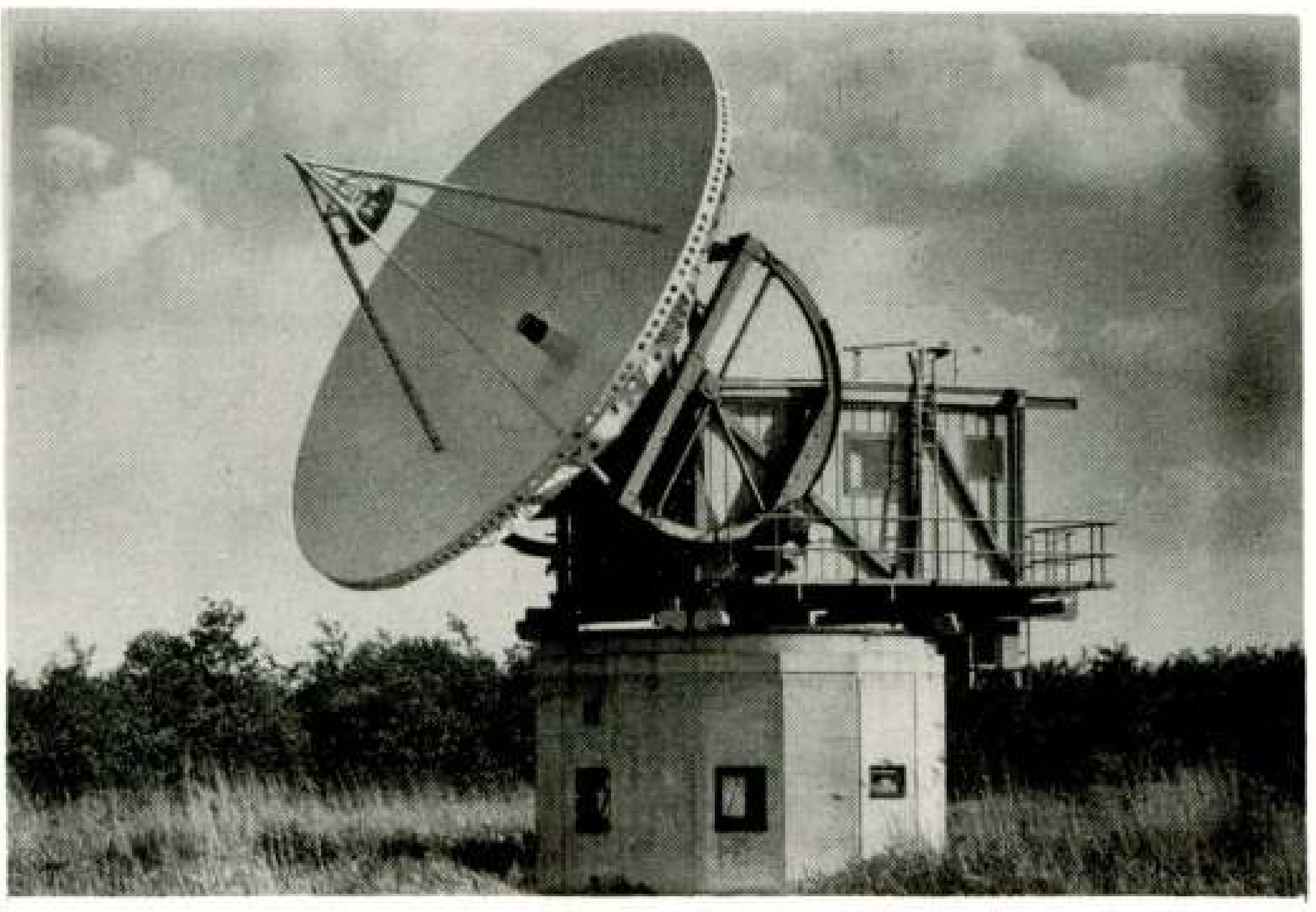


Figure 2.
Overall view of the experimental earth station.

The antenna is of the cassegrainian type. It consists of a main reflector, fed by a horn radiator- for reasons of accessibility positioned close to the vertex of the main reflector- and a subreflector of nearly hyperboloidal shape. The diameter of the main reflector is 10 m, the focal distance is 4.33 m. As it appears from this photograph the main reflector is rather "flat", compared with most existing stations, which employ F/D ratios varying from 0.30 - 0.35.

The antenna can be pointed towards any point in the sky by a combined movement about two orthogonal axes, an azimuth and an elevation-axis. The azimuth support- and drive functions are combined by employing a wheel-and-track system. A large equipment room, rotating in azimuth with the antenna facilitates the housing of equipment close of the feed point of the antenna.

structure also carries the subreflector support and two large elevation wheels, which in turn increase the stiffness of the backing structure.

During the assembly of the antenna at the site of the earth station, after the main reflector was connected to the backing structure, its surface accuracy was checked, using a sweep template of parabolic shape. The measurements had to be performed with the main reflector in zenith position. A typical result is shown in figure 3. From this figure, and from results of measurements at different ambient temperatures, it follows that the deviations are more or less randomly distributed over the surface and that the peak value is less than 1 mm. This corresponds to a rms value of about 0.3 mm in the zenith position. As deformations caused by gravity in other than the zenith position

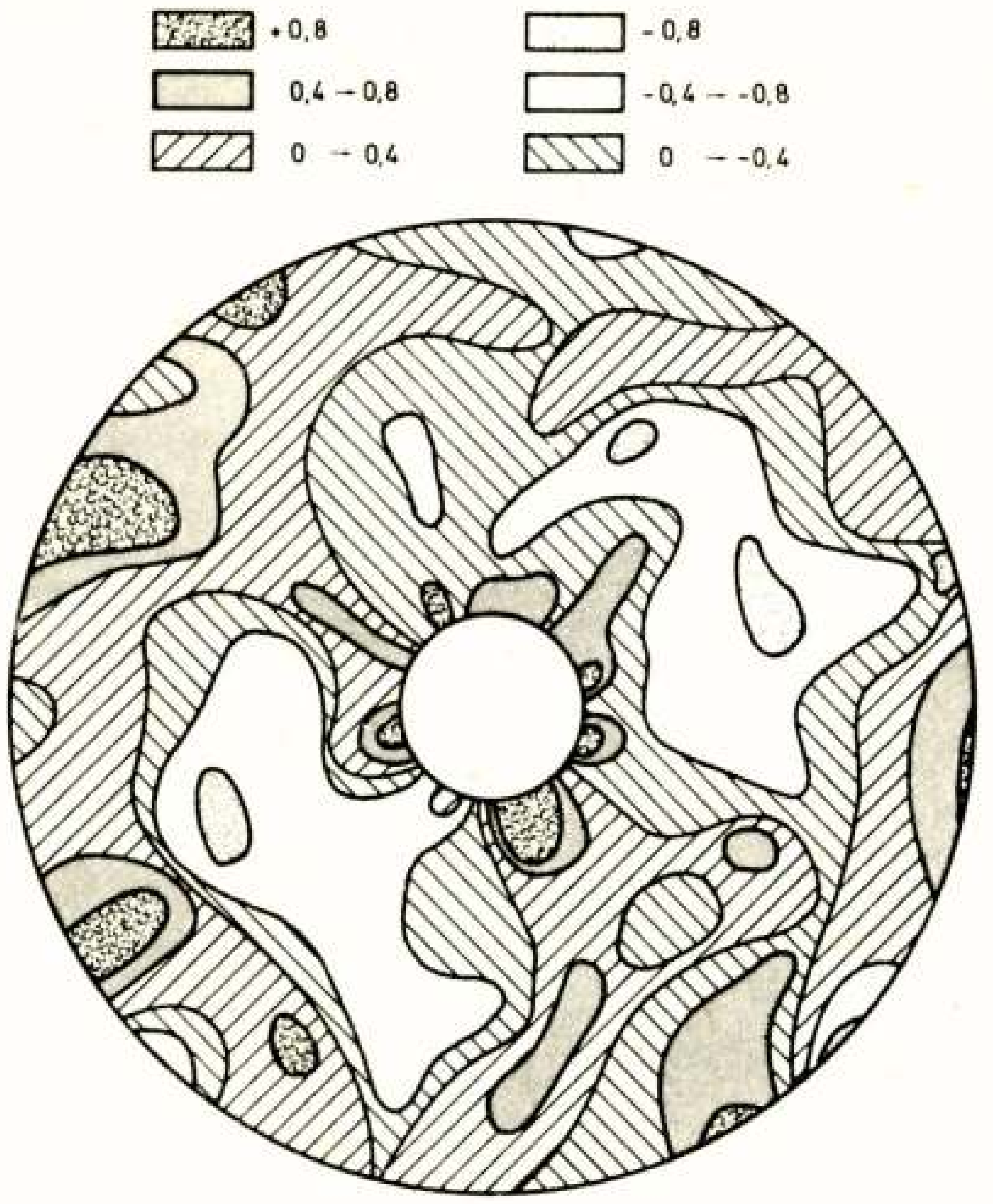


Figure 3.
Surface accuracy of the main reflector.

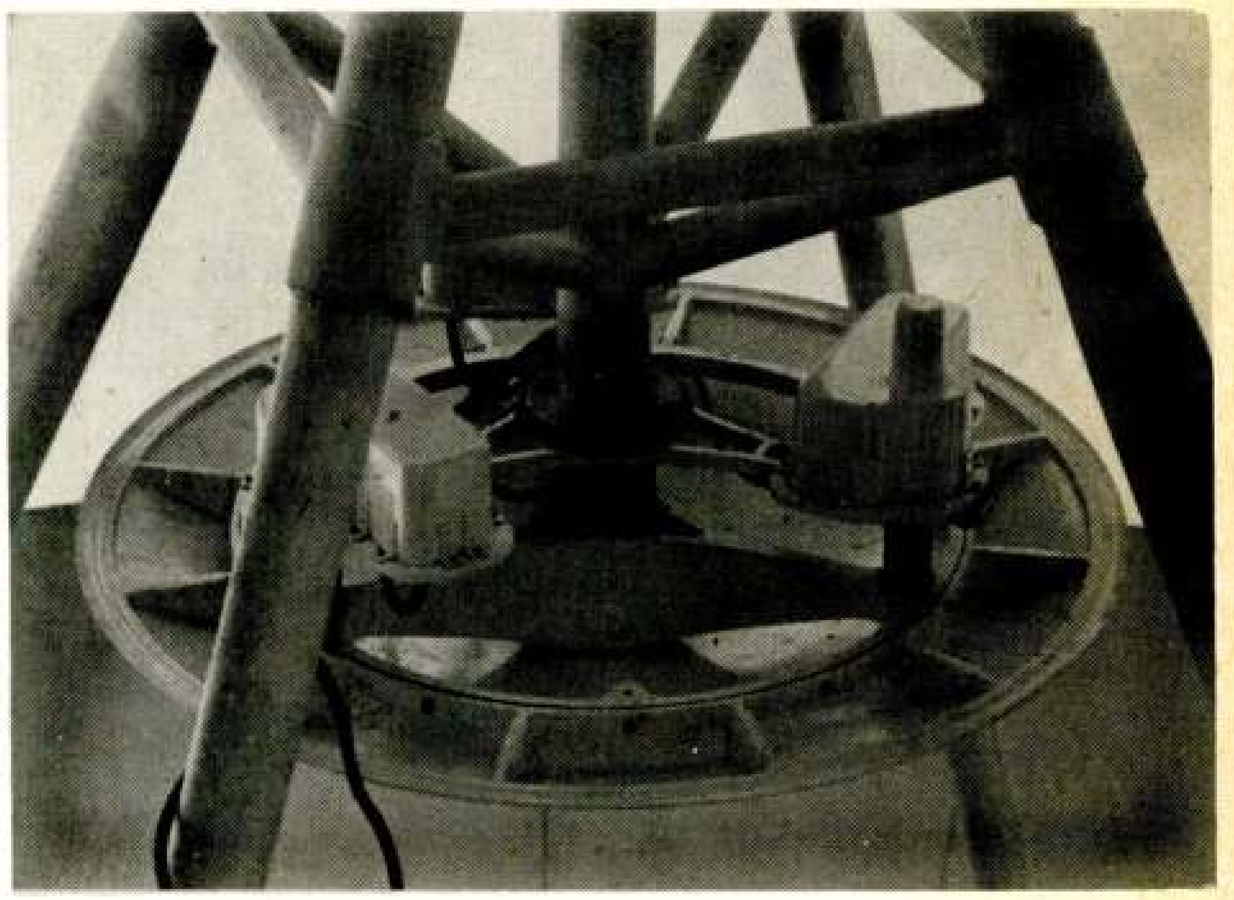


Figure 4.
Subreflector backing structure and support.

become noticable partly as a tilting of the electrical elevation axes, the measurement of the offset between the mechanical and the electrical axis of the antenna provides at least a general idea of this effect. Measurements at different elevations could be performed easily with the aid of radio stars. Measured offset varied rather randomly with elevation and was always less than 0.01°.

The effect of deformation by wind loading has been studied by the mechanical designers. This led to a total rms value of 0.5 mm at the maximum operational wind speed of 70 km/hr and including all other effects.

Subreflector and support

The subreflector is made of aluminium sheet material. It was produced by first forcing it roughly into a hyperboloidal shape and cutting it accurately to the required shape afterwards. Figure 4 shows the backing structure of the subreflector and the top section of the subreflector support.
The subreflector support is a quadripod construction, made of steel pipe. The legs of the support have been flattened. This has been done in order to reduce their cross section, as seen by incoming waves, thus reducing blockage effects and scattering by the legs.

Elevation support and drive

The antenna assembly, consisting of the main reflector together with backing structure, is supported in two points, and can be rotated in elevation about a line through these points. The elevation movement is achieved by means of a rack-and-pinion type of drive system, employing the above mentioned elevation wheels. The wheels are fixed to the two vertical legs of the square backing structure, and also act as a counterpoise.

It is advantageous to use two elevation wheels at both sides instead of one at the centre: Owing to this construction a large amount of very useful "free space" has become available all around and behind the feed horn. This enables the mounting of receive and transmit equipment very close to the feed point of the antenna, thus minimizing waveguide losses.

The drive motors, together with the gear boxes and pinions are integrated into relatively compact drive units. The elevation drive units are suspended to the elevation wheels by means of guiding wheels. The reaction force of the pinions is transmitted to the metal space frame behind the antenna assembly through a steel reaction arm.

Drive units

Each drive unit contains two identical branches, each one actuating a common output shaft (fig. 5a). The branches are countertorqued each other, in order to eliminate the backlash in the gears. This principle is illustrated in figure 5b. One branch supplies the required driving torque, which can be varied by a control current. The other branch supplies a constant small bias torque, just sufficient to secure that tooth contact of all the gears in the system will not be lost under all conditions.

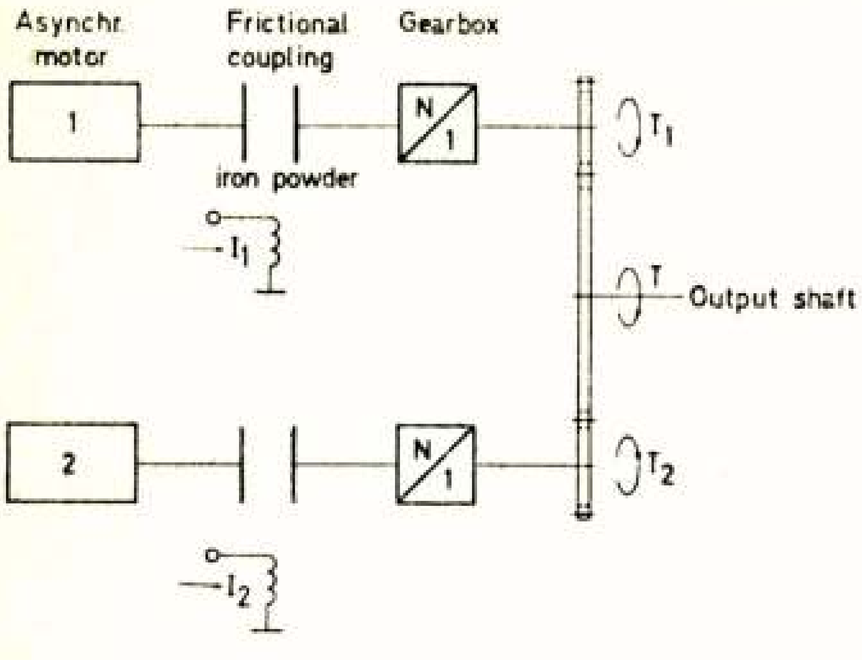


Figure 5a.

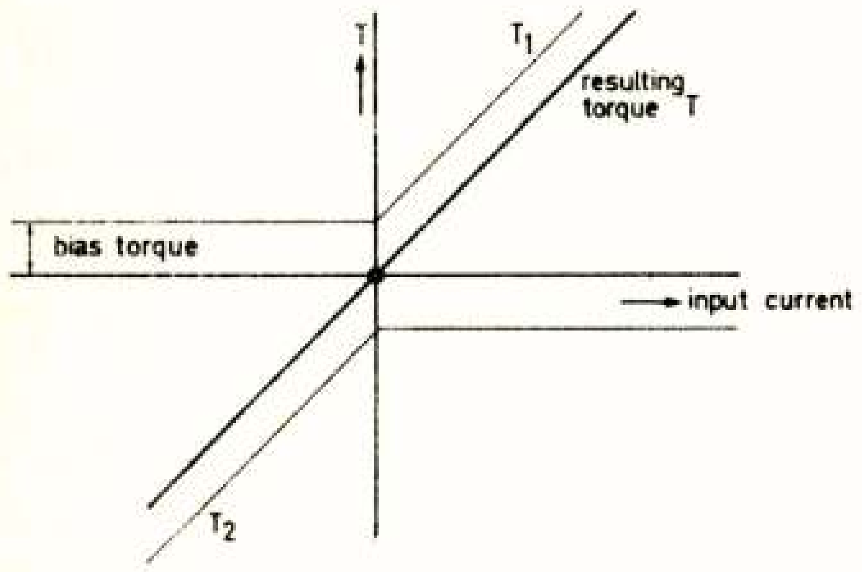


Figure 5b.

fig. 5a Schematic diagram of a drive unit.
5b Principle of counter-torquing.

As figure 5a shows, each branch contains an asynchronous motor, running at a constant speed, and driving a gear box via a frictional coupling. The torque transmitted through such a coupling can be adjusted by varying the current through a control coil. This in fact varies the viscosity of iron powder between discs connected to the input shaft and the output shaft of the device.

A frictional coupling acts, just like a normal servo motor as a torque "source": The torque supplied to the output shaft is independent of the slip between the input and the output, so independent of the angular velocity of the output shaft. Frictional couplings of this type have some advantages over commonly applied servo motors:

- They require very low controlling power. In fact, the couplings used in our station are controlled by small DC-transistor amplifiers, each one supplying a maximum current of only 1 Amp at 12 volts.
- As they are commutatorless devices, they offer the possibility of very smooth speed control over a large range.
- They generate no radio interference, nor does their electric control system.
- They possess a relatively low moment of inertia, which is an important factor in the design of the servo-control system.
- They are less expensive than comparable servo motors.

Azimuth support and drive

The necessity of supporting the antenna and at the same time allowing rotation about a vertical axis, lead in general to one of the following constructions:

The most obvious, and therefore at present employed by most earth stations is the king post construction, schematically indicated in figure 6. The main disadvantage, however, is that the whole antenna has to be supported by the main bearings. This not only is an expensive solution, it also produces a major problem in replacement. The complete aerial must be lifted in order to allow withdrawal of malfunctioning components.

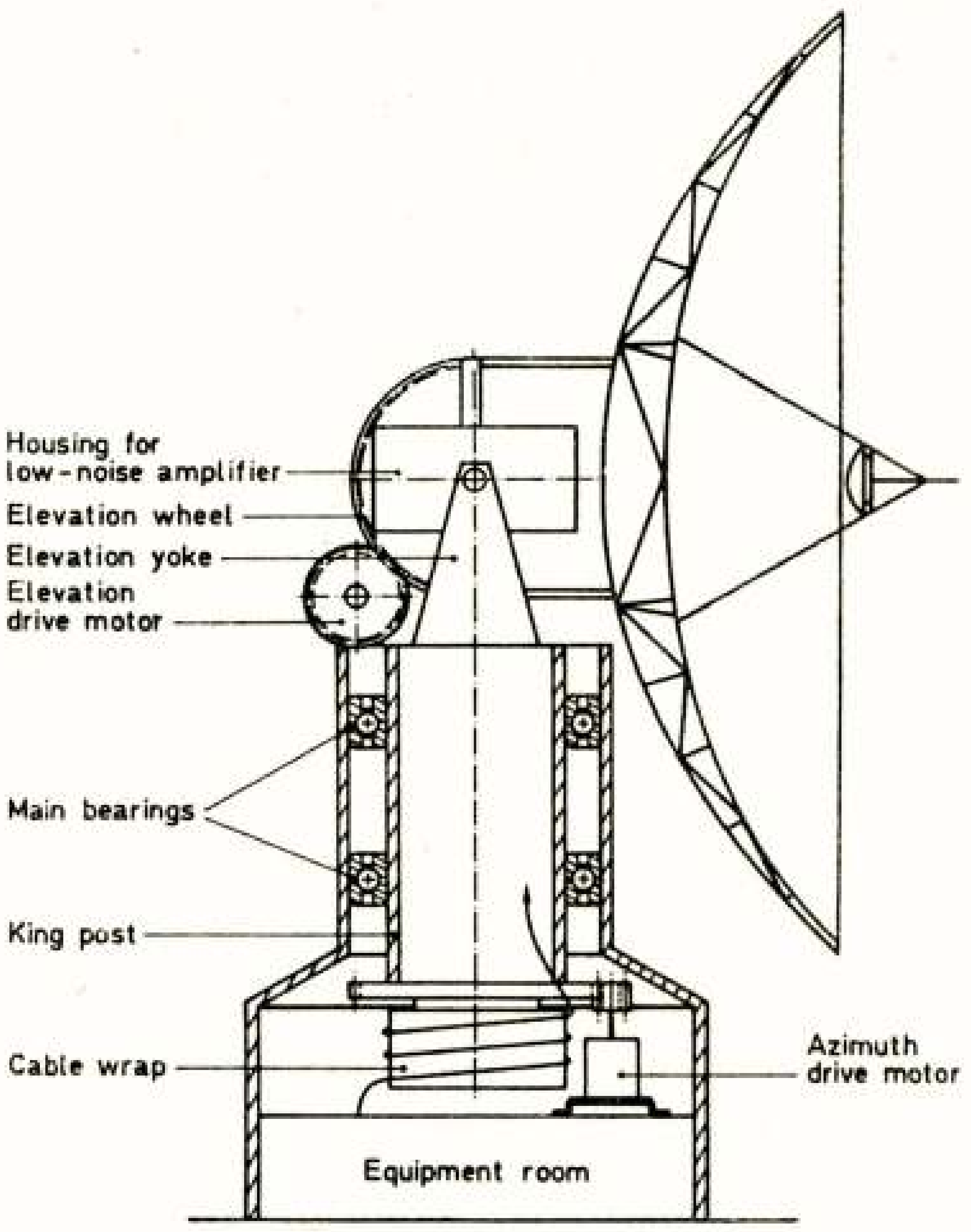


Figure 6.
King post construction.

In our system, the alternative of a wheel-and-track system is employed. This provides a design in which the foregoing problem is avoided in that it is easy to remove and replace any of the four traction wheels, a design which has already proven its value in (our) practice.

The four traction wheels are each driven by drive units, similar in construction to that of the elevation drives, thus providing a desirable redundancy in the azimuth drive system.

It should be recognized however, that the wheel-and-track type of system also has its drawbacks:

- It involves the transmission of the wind loading from the main reflector to the rail through a substantial structure. A special frame structure of sufficient torsional stiffness has to be designed,

which is compatible with the required pointing accuracy. This drawback has been turned to an advantage in our case, as the space frame structure carries an equipment room large enough to house all the equipment. Thus waveguide losses between amplifiers and the feed horn are minimized. Besides, design problems with a cable wrap have entirely been avoided, as all equipment rotates in azimuth with the antenna. This led to the large steering range of 2 x 360° in azimuth, as shown by figure 7.

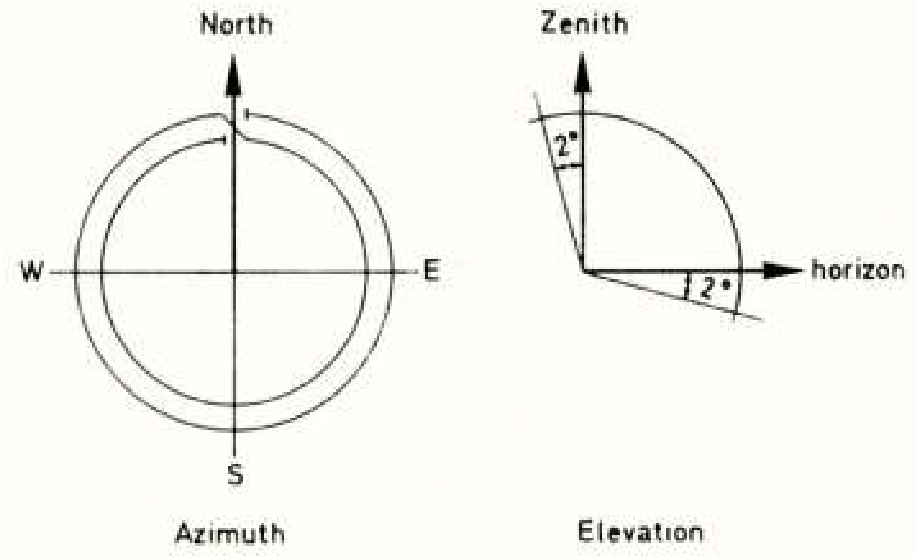


Figure 7.
Position limits for both azimuth and elevation.

- The possibility of wheel slip exisis at high wind speeds. Special attention has been paid to this effect during the design phase of our station. Figure 8a shows the results of calculations, based on windtunnel measurements with a scale model of a single paraboloid, performed by Philco Ford. This figure gives the required steering torque against wind loading, as well as the maximun available torque per traction wheel as a function of the yaw-angle. With the specified windspeed, the required torque exceeds the available torque of the front wheels at certain yaw-angles.

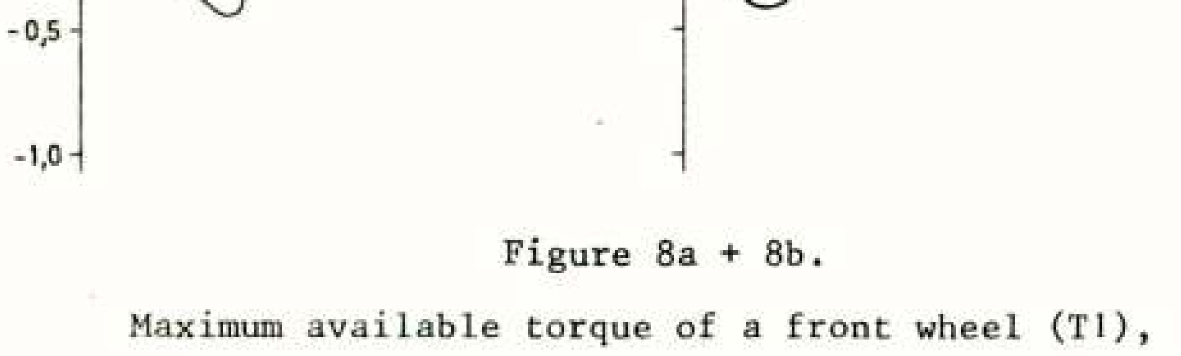


Figure 8a + 8b.
Maximum available torque of a front wheel (T1), a rear wheel (T2), and the required torque against wind loading (Taz/4) as a function of yaw-angle at a windspeed of 80 km/hr.
a. calculated b. measured

This is shown in dashed lines in the figure. In that region wheel slip will occur.
It was expected that the main effect of the equipment room behind the reflector would be a shift in the yaw-angle corresponding to the maximum wind torque. This is more or less confirmed by the results of measurements with a scale model of the whole station, performed in the laboratory (fig. 8b).
On that occasion however, use was made of a rather improvised test set up.

ELECTRICAL DESIGN

In a cassegrainian arrangement, the feed system consists of a "primary feed" - a horn radiator - and the subreflector. Energy radiated by the primary feed is intercepted by the subreflector and spatially redistributed over the main reflector. Ideally, the feed/subreflector combination illuminates the aperture of the main reflector such that the maximum gain, physically possible, is achieved for the diameter in question. The maximum value is reached only if the main reflector is illuminated uniformly, in other words if both the amplitude and the phase of the electromagnetic field is constant in the plane of the aperture. The gain is then given by the simple expression:

$$G = (\pi D/\lambda)^2$$

In any real antenna system, there are always factors eliminating part of the radiated energy. Some of these factors which will be discussed in the next following paragraphs of this section are listed below:

- forward spillover loss. The fraction of the energy radiated by the primary feed and not intercepted by the subreflector.
- aperture loss. The relative loss in gain, due to departure from uniform illumination over the main reflector.
- cross polarization loss. The fraction of the radiated energy contained in the polarization, orthogonal to the desired polarization.
- main reflector spillover loss. The fraction of the energy, spilled over the rear of the reflector because of the fact that the subreflector is finite in size and cannot produce an infinitely sharp beam-cutoff beyond the edge of the main reflector.
- blockage loss. The relative loss in gain due to the shadowing by the subreflector and by its support structure.
- surface loss. The relative loss in gain due to rms surface errors of the main reflector.

The above mentioned factors may be accounted for by allocating an efficiency factor η to each of them, with a value between 0 and 100 %, e.g. η_a to aperture efficiency. The overall efficiency of the system can be

easily computed, it being the product of the individual efficiencies. The resulting gain of a practical antenna is then given by:

$$G = \eta(\pi D/\lambda)^2$$

where $\eta = \eta_s \times \eta_a \times \ldots..$

In a conventional cassegrainian feed system, a compromise must be found between spillover and aperture efficiency. Optimization of aperture efficiency η_a leads to a design in which the edge of the subreflector intercepts the main beam from the primary feed at a level, only a few decibels below the maximum level. In that case, much of the energy misses the subreflector altogether, resulting in low spillover efficiency. This effect appreciably reduces the energy reflected to the main reflector, thus decreasing the gain and increasing the antenna temperature at low elevation angles.

In the case of optimum spillover efficiency η_s, the edge of the subreflector intercepts the main beam from the primary feed at a level many decibels down from the maximum. In that case spillover efficiency is relatively high, however a severe "illumination taper" is present across the main reflector aperture: the field intensity distribution deviates appreciably from uniform. This results in a very low aperture efficiency and a consequent reduction in gain.

Consequently, a compromise is inevitable in the choice of the edge illumination level. A level of -10 dB is the optimum value for most designs, leading to at least a maximum value of the product $\eta_s \times \eta_a$. In our design a value of -12 dB has been chosen. This results in hardly any decrease in gain, while it produces lower first sidelobe levels.

Mention should be made of the existence of modern techniques, such as the double shaping technique, to increase the efficiency. These techniques make use of specially shaped subreflectors to disperse the energy from the central high intensity region, to the outer portions of the reflector, and to compress the low intensity sides of the pattern into a which is smaller than the usual one solid angle. Thus the aperture efficiency is increased, while maintaining a low sub-reflector edge illumination. This solution also necessitates a shaping of the main reflector, in order to correct phase errors in the aperture. As our design was based on an existing reflector of true paraboloidal shape, it was impossible to employ such techniques.

An other important factor in the design of the antenna results from the necessity of broadband operation. In the SIRIO experiment, two frequencies about half an octave apart are used simultaneously (12 and 18 GHz). In general, the beamwidh of a feed horn varies approximately inversely with frequency. This may lead to low spillover efficiency at the low end of the frequency band, and to low aperture efficiency at the high end.

As it appears from the preceding introduction, the choice and the design of a primary feed largely influences the value of the different efficiencies associated with the antenna. In our case the design was based on a high performance feed, the "scalar feed".

Scalar feed

Proceeding from the foregoing we are now able to summarize in a few words the requirements for the "ideal" primary feed:

It would have a very low sidelobe level, have equal beamwidths in both the horizontal and the vertical plane, generate hardly any cross-polarized components, and have nearly octave bandwidth. The feed would combine these properties with - so far not yet discussed - good tracking properties. Surprisingly enough, a feed embodying these characteristics, exists. This is the scalar feed, a conical horn with corrugated walls. It owes its name from the fact that in this case, Maxwell's equations for the electromagnetic field inside the horn may be solved by using scalar potential theory only.

Figure 9 shows that the corrugations are perpendicular to the walls of the horn and not perpendicular to the axis of symmetry. It is therefore very difficult to manufacture this type of horn.

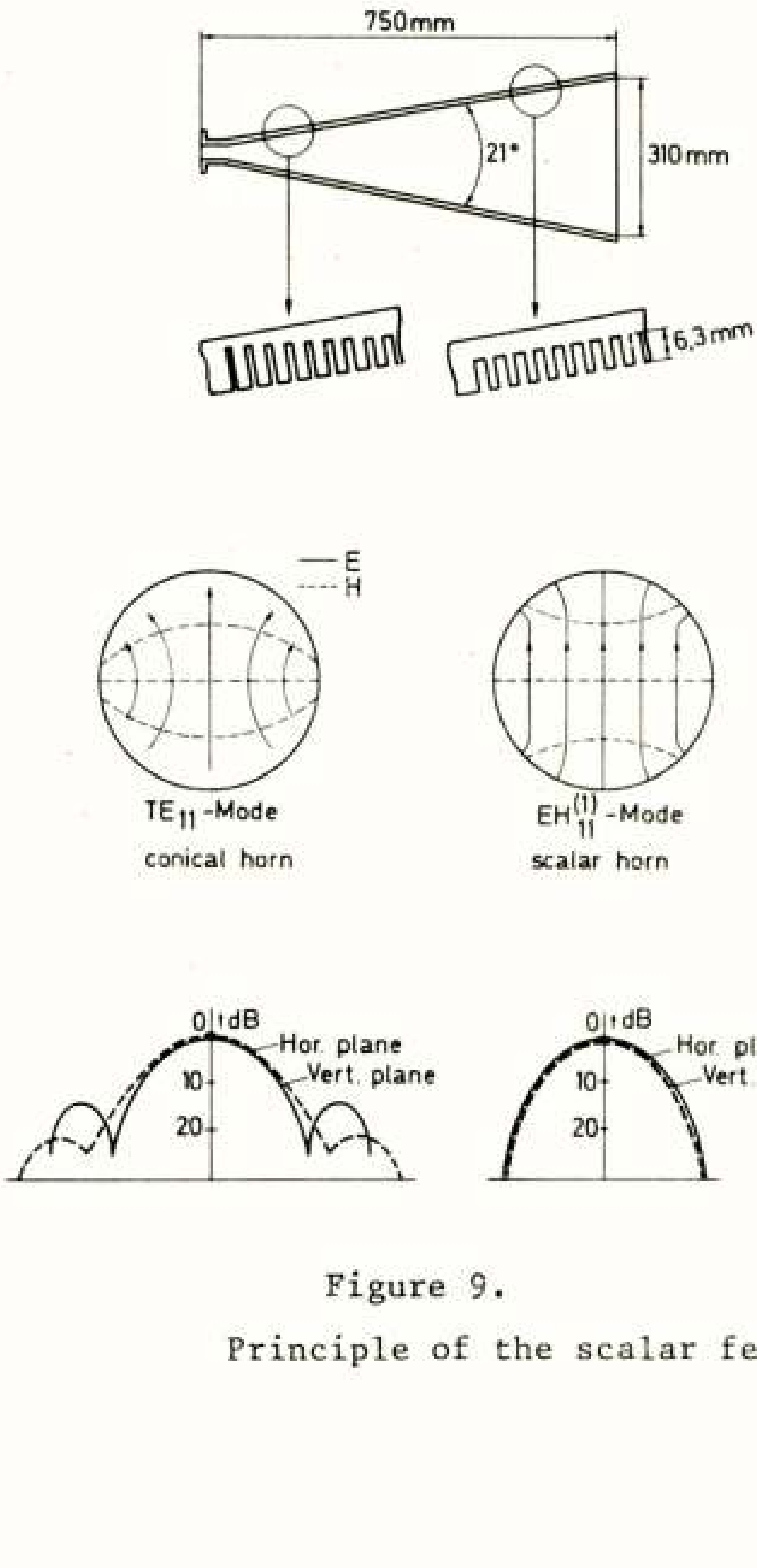


Figure 9.
Principle of the scalar feed.

Figure 10 is a photograph of the completed version, developed for our station at the laboratory.



Figure 10.
Completed version of the scalar feed.

The basic principle of operation is that the ridged surface reduces to zero the amplitude of the "axial" component of the current flowing on the wall. The groove depth has been chosen such that this condition is completely met at the receive frequency of SIRIO. As a result of this condition in this case a hybrid mode, the $EH_{11}^{(1)}$ mode is propagated in the horn, Figure 9 shows the field distribution in both a normal horn with smooth walls, and in the aperture of a scalar feed. From the fact that the field lines in the aperture of the scalar feed are almost parallel, it may be concluded that very little crosspolar components are generated. The picture at the bottom of figure 9 shows the difference in the radiation patterns of both horns: In contrast to the normal horn, the patterns of the scalar feed coïncide in both the horizontal and the vertical plane, and there are in principle no sidelobes. Measured diagrams of a truncated section, in fact the first section of the complete horn, are shown in figure 11 to demonstrate the value of this principle. The same figure demonstrates that, as in a normal horn, the TM_{01} mode is propagated in this feed. This mode causes a radiation pattern with a sharp null in the principal direction of the main beam. This is important, as this mode is generated only if there is an angular offset between the electrical axis of the antenna and the direction to a satellite. Therefore it may be (and it is in our design) used for autotracking purposes.

Finally, the details in the top picture of figure 9 show the taper in the transition region between the smooth circular wavequide and the corrugated horn. By carefully choosing the shape of the taper, it has been possible to minimize reflection caused by this transition, both the receive and at the transmit frequencies of SIRIO.

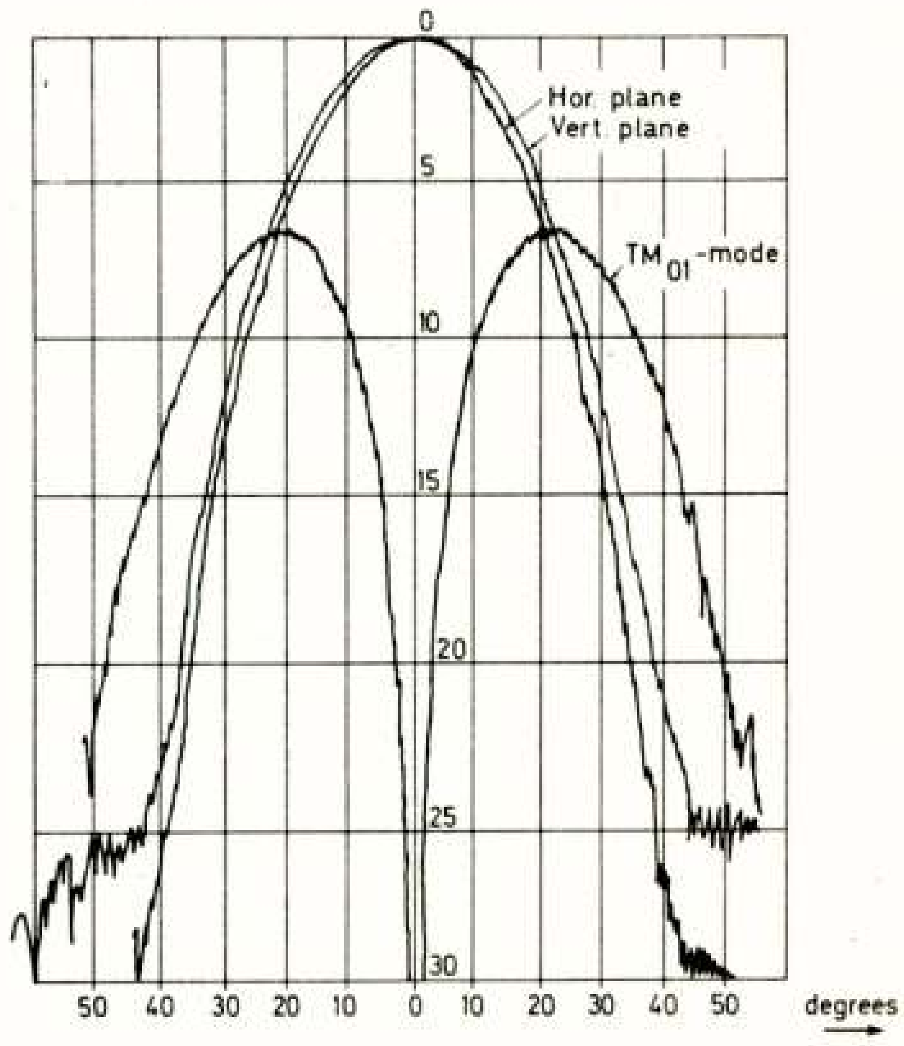


Figure 11.
Radiation patterns of a truncated part of the scalar feed.

Subreflector design

The design of the subreflector was complicated by the fact that we wished to place the feed horn as close as possible to the vertex of the paraboloid, both in connection with easy accessibility and in order to minimize waveguide length. Consequently a relatively large horn aperture was necessary in order to ensure a sufficiently narrow beam for the desired edge illumination of the subreflector with a diameter of 1.1 m. As a result of the large aperture, the distance to which far field conditions apply is also relatively large. On the basis of the formula for the far field distance R_F:

$$R_F = 2D^2/\lambda,$$

values of 7 and 11 m are obtained for 12 and 18 GHz. Since the actual distance between the horn and the subreflector is only three metres, the question may be put to what extent the far field diagrams are valid in this case, and whether the phase characteristics still correspond with the far field conditions. Both problems where investigated by measuring the diagrams at a distance of 270 cm from the aperture of the feed horn. It was found that at this distance the amplitude characteristics are in good agreement with the far field diagrams, and that the phase front is almost circular, its centre being about 65 cm ahead of the aperture.

From the measured results it was comparatively easy to calculate the shape of the subreflector, using ordinary optical ray theory. An effort was made to

obtain, after reflection from the subreflector a circular wave front having its centre at the focal point of the main reflector, as this results in uniform phase in the aperture of the main reflector after reflection.

Surface efficiency

The result of surface imperfections is a diffuse reflection of the incoming waves, which at the same time lowers the gain and increases the sidelobe level of the antenna. The relationship between the loss in antenna gain and the rms surface accuracy has been studied into detail and results are readily available. In the case of randomly distributed surface deviations, having a correlation interval which is large in proportion to wavelength, a simple expression for the surface efficiency has been derived by Ruze:

$$\eta = \exp -(4\pi\ \delta_s/\lambda)^2$$

where δ_s is the rms error of the paraboloidal surface. In figure 12a the loss in gain as a function of the rms error is plotted, using this formula. In our case, with a total rms error of 0.5 mm, a gain loss of about 0.3 dB may be expected at 12 GHz. The formula may also be used as a basis in the calculation of the gain of our antenna as a function of frequency, assuming that the product of all other efficiencies is 60 %. The figure shows that the main reflector may be used up to frequencies of about 50 GHz.

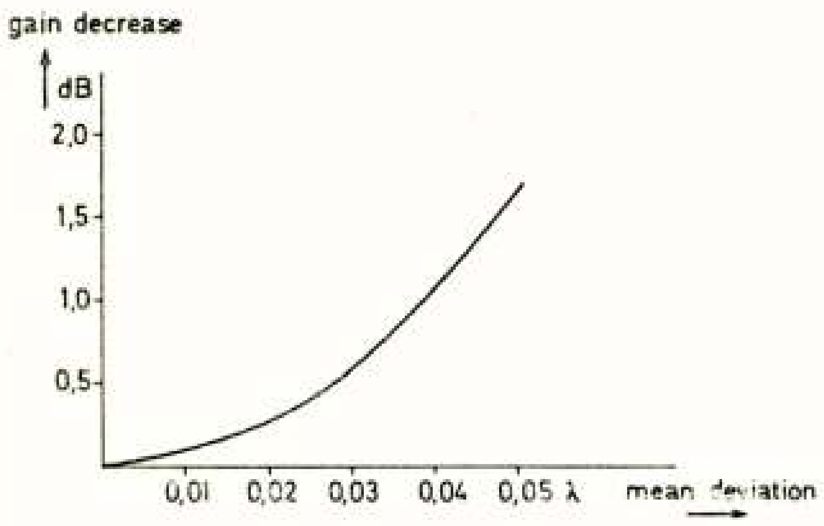


Figure 12a.

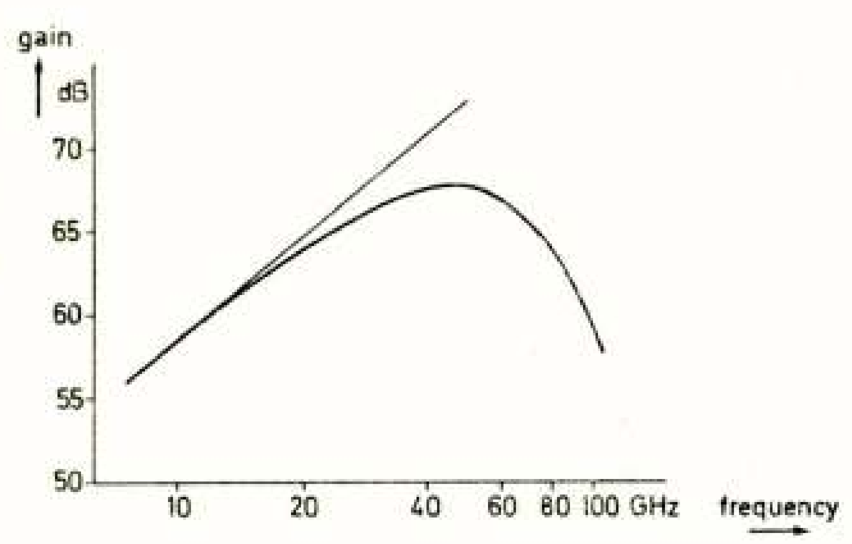


Figure 12b.

fig. 12
12a Gain decrease as a function of surface imperfections.
12b Gain as a function of frequency

Resulting theoretical efficiency

Numerical results of calculations for the various efficiencies at 12 GHz are presented below:

aperture efficiency	80 %
forward spillover efficiency	93 %
main reflector spillover efficiency	97 %
blockage efficiency	91.3 %
reflector surface efficiency	94 %
resulting overall efficiency	62 %

COMPUTER SYSTEM

General

In view of the experimental nature of the earth station it was decided to use a small digital computer for the following functions:

- pointing the antenna with an accuracy of 0.01°.
- sampling and pre-processing of the data produced during various experiments
- earth station control in order to allow unmanned operation.

In the next two paragraphs of this section these functions will be discussed briefly.

Data processing

As discussed in the introduction of this article, when investigating the properties of satellite links at frequencies above 10 GHz, it is important to perform various atmospheric measurements together with the electrical measurements of the received signal. The measuring equipment therefore supplies several analog information channels, as schematically indicated in figure 13. These channels must be sampled at rates varying from 10 samples per second to 1 sample per 10 seconds. The computer in the earth station samples the information via A/D converters and a multiplexer.

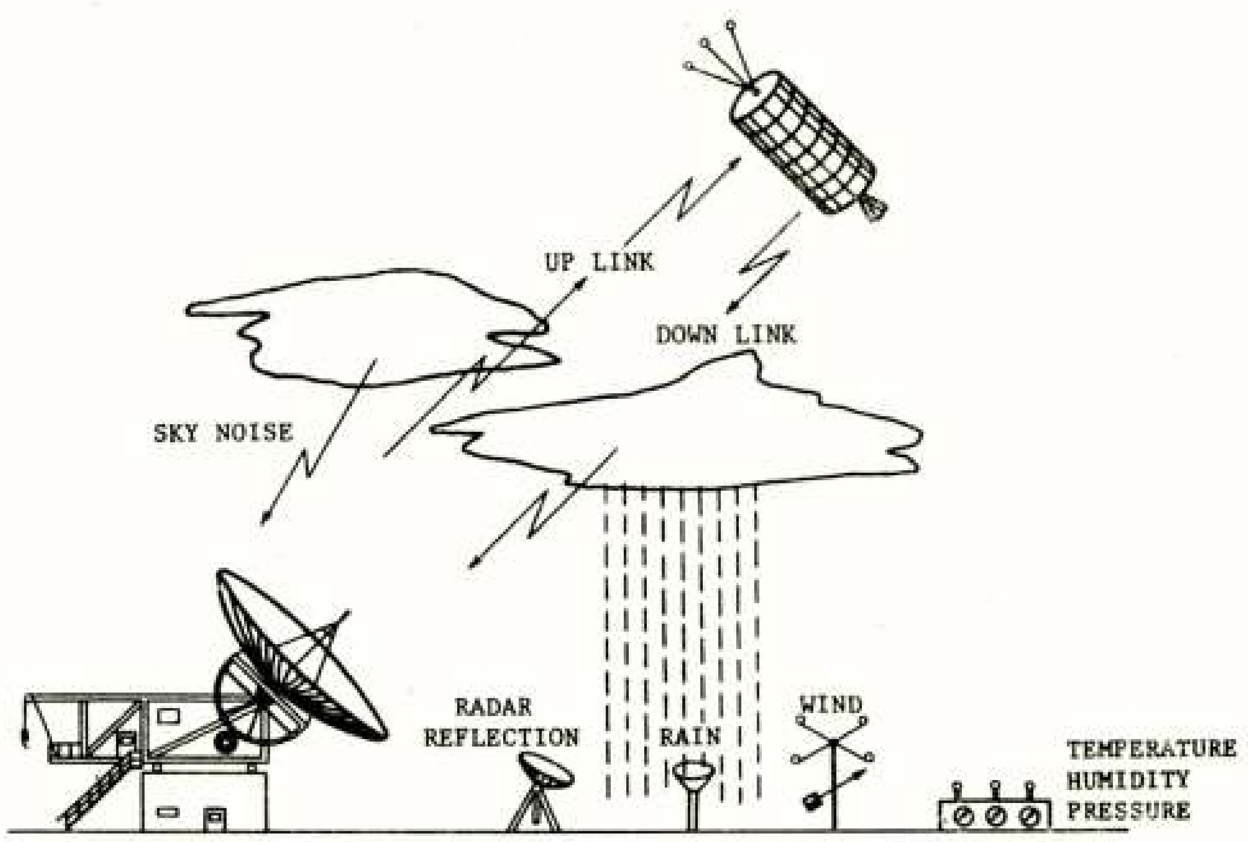


Figure 13.

Survey of the measurements performed during satellite experiments.

This results in a system which has the flexibility, required for experimental measurements. However, the storage and final processing of the data require fast and large storage capability. In the laboratory, some 70 km away from the earth station a second computer is available with a larger memory, and with disc and magnetic tape devices. This system is used for the processing and storage of information from other experimental radio links, terminating in the laboratory. It was therefore decided to transport the data samples taken by the earth station computer to the laboratory to be processed there. A duplex data link, using telephone lines and 2400 Bd modems connects the two systems (figure 14).

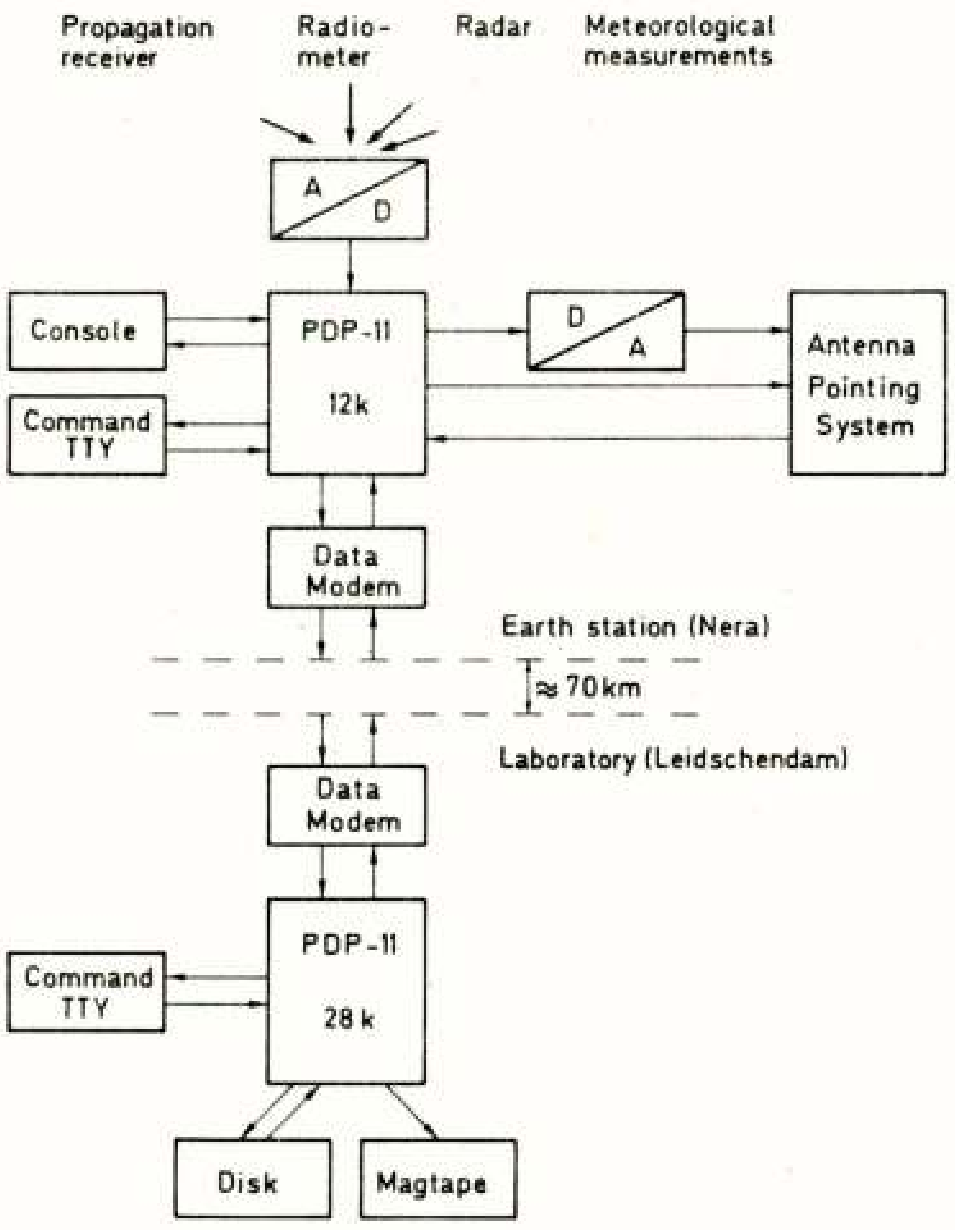


Figure 14.
Computer system

As the information transported over the data link consists of data samples it is of high importance that transmission errors should be detected in order to prevent the storage of faulty samples in the laboratory. Therefore the datawords transmitted are heavily protected. A hardware coder has been developed which adds 8 checkbits to every 20 bits of information. Faulty reception of a 20 bit unit is signalled back, after which retransmission of the faulty unit follows. The retransmitted units are uniquely identified to ensure the proper sequence of data samples, even after retransmission of a faulty unit has taken place. The principal charateristics of this scheme was taken from CCITT signalling system nr 6 for communication between processor controlled telephone exchanges.

Antenna pointing and station control

Existing operational earth stations employ autotracking systems to point the antenna accurately to the signal source. Although our station is equipped with an autotrack receiver and a modecoupler to extract the TM01 mode from the feed (see the description of the scalar feed), it is necessary to provide for an additional program controlled system. This may be due to the fact that a signal source is too weak to be tracked (radio stars), or because it is desirable to scan a region around a signal source in order to study multipath propagation phenomena. Consequently a system configuration is chosen for the antenna pointing system, in which a computer is the principal component.

The computer calculates the required positions of both antenna axis at 20 ms intervals. Different program sections are used, each one for a different steering mode. Closed loop operation of the servo system, necessary in order to ensure a pointing accuracy better than 0.01°, is achieved with the aid of position pick-offs mounted on the antenna shafts. These pick-offs generate impulses for every 0.002° shaft rotation. Every 20 ms, the difference between the calculated shaft positions and the measured positions is determined, and fed via digital-to-analog converters to the input of antenna control amplifiers.

The computer also performs several housekeeping functions. For this purpose information from various sensors is fed into the computer. If one of the outputs from the sensors changes state, the computer program is interrupted. Dependent on the nature of the information, the action of the computer can range from a simple warning (for instance when an antenna shaft is approaching a position limit), to switching off the servo equipment and activating clamps on both antenna shafts (for instance in case the maximum operational wind speed is exceeded).

ELECTRICAL MEASUREMENTS

An intensive test program is being carried out at present. One of the objectives of this program is to determine the gain or the overall efficiency of the antenna. There are several methods to measure antenna gain. Owing to the fact that the "ideal" method does not exist, we apply a number of them, in order to enable comparison of results.
We will shortly discuss these methods and the by-products they yield.

1st method. The half power beamwidth method.

Radiation patterns were measured with the aid of a boresight transmitter, located on top of an 80 metre high tower at a distance of 6 km from the earth station.

The method is far from ideal, however:

- The far field distance at 12(18) GHz is 8(12) km. (A point source located at that distance produces a phase distribution in the aperture of the antenna, which deviates less than 45° from uniform). The effect of the too short a distance is noticeable mainly in the nulls of the pattern, which become filled up.
- Figure 15 shows that there are several reflecting structures in the field between the earth station and the boresight tower. As a consequence, azimuth diagrams are rather unreliable.

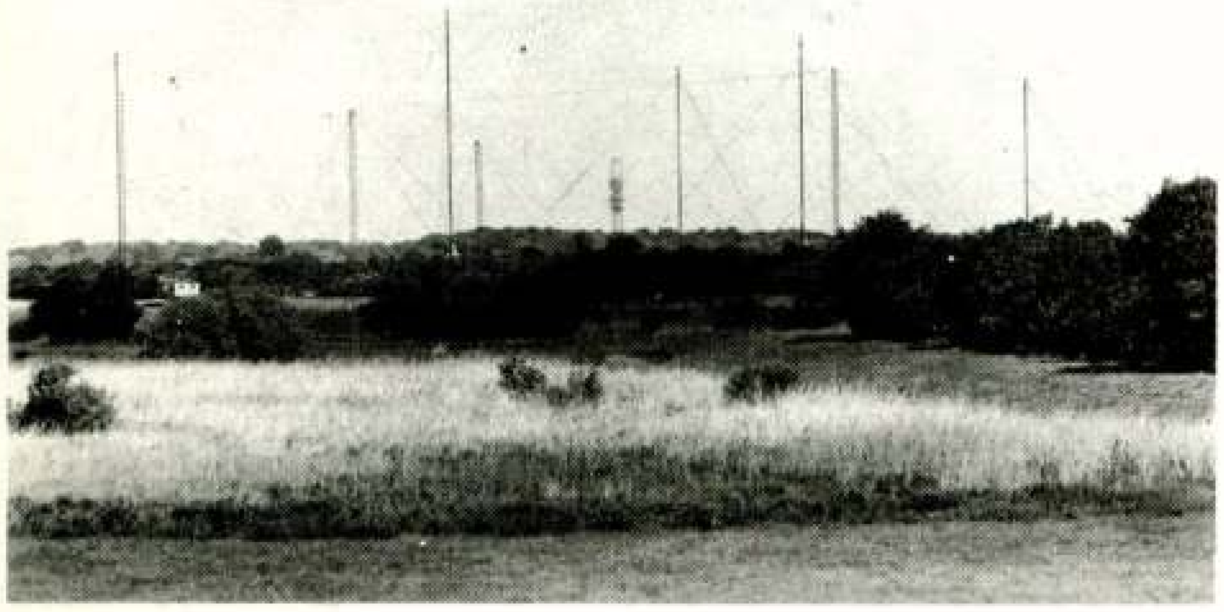


Figure 15.
Boresight tower and obstacles (rhombic antennas)

Typical elevation patterns are shown in figure 16. Interesting details are:

- The low first sidelobe level, in agreement with the low edge illumination level.
- The locally raised levels at about 10° and 40°, caused by subreflector spillover and scatter by the legs of the subreflector support respectively.

From the measured half power beamwidths (3 dB points) in the orthogonal planes, the overall gain can be calculated, using the rule of thumb formula:

$$G = 26500/\ \emptyset_E\ \emptyset_H,$$

where $\emptyset_E$ and $\emptyset_H$ are the half power beamwidths in the E- and H-plane in degrees.

The results are summarized below:

	E-plane	H-plane	fficiency
12 GHz	0.168^{o}	0.172^{o}	58 %
18 GHz	0.114^{o}	0.108^{o}	61 %

2nd method. The pattern integration method.

The method discussed in the aforegoing uses no information about the actual shape of the pattern. Consequently, the method is not very accurate.

In principle, the gain can be calculated accurately if the pattern function $f(\theta,\emptyset)$ is known in all directions, using the formula:

$$G = 4\pi/\iint_{4\pi} f(\theta,\emptyset)\ d\Omega$$

In practice, this method is not applicable to earth station antennas, as it is very time consuming to collect all the necessary data. Thanks to the availability of a computer system, we are able to collect and store the necessary data in a relatively short period. The measurements are performed in the following way:
The earth station computer generates a scan pattern, as shown in figure 17. During the scan, signal samples are taken at regular intervals and sent to the computer in the laboratory for storage. In this way it is possible to collect precise information for instance in an area of 3°x3^{o} round about the principal direction by sampling every 0.01^{o}. This produces already 90,000 data points. Outside this region a less dense grid suffices.
Figure 18 shows - more or less in perspective - an analog recording during such a scan procedure. It demonstrates the influence of the subreflector support by the lack of rotational symmetry of the first sidelobe.

It must be emphasized, however, that although this method yields more accurate results than the previous one, the measurements are performed under the same adverse conditions. Moreover, both methods give a result for only one elevation angle.

3rd method. The radiostar method.

The disadvantages of the previous methods can be avoided by using the extra terrestrial radio sources Taurus A, Cassiopeia A and Cygnus A. The only disadvantage of this method is the rather small value of the power flux from these sources at frequencies above 10 GHz.

Neglecting the required corrections for the size and the polarization of the sources, the antenna efficiency follows from the expression:

$$T_A = \emptyset\ A_{phys}/2k,$$

where T_A is the received antenna temperature

$\emptyset$ is the power flux from the source

A_{phys} is the physical area of the antenna aperture

k is Boltzmann's constant

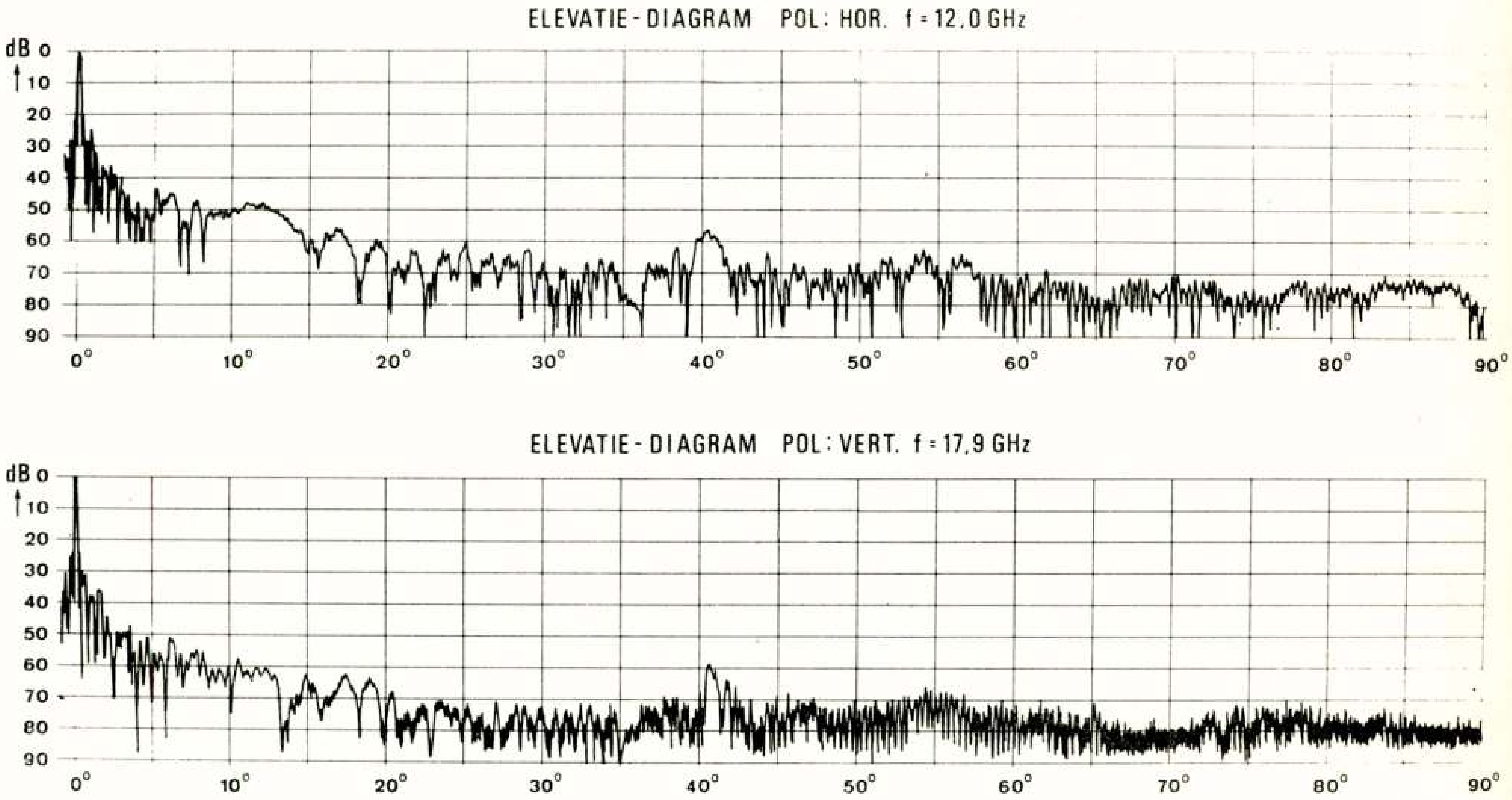


Figure 16.
Typical elevation patterns

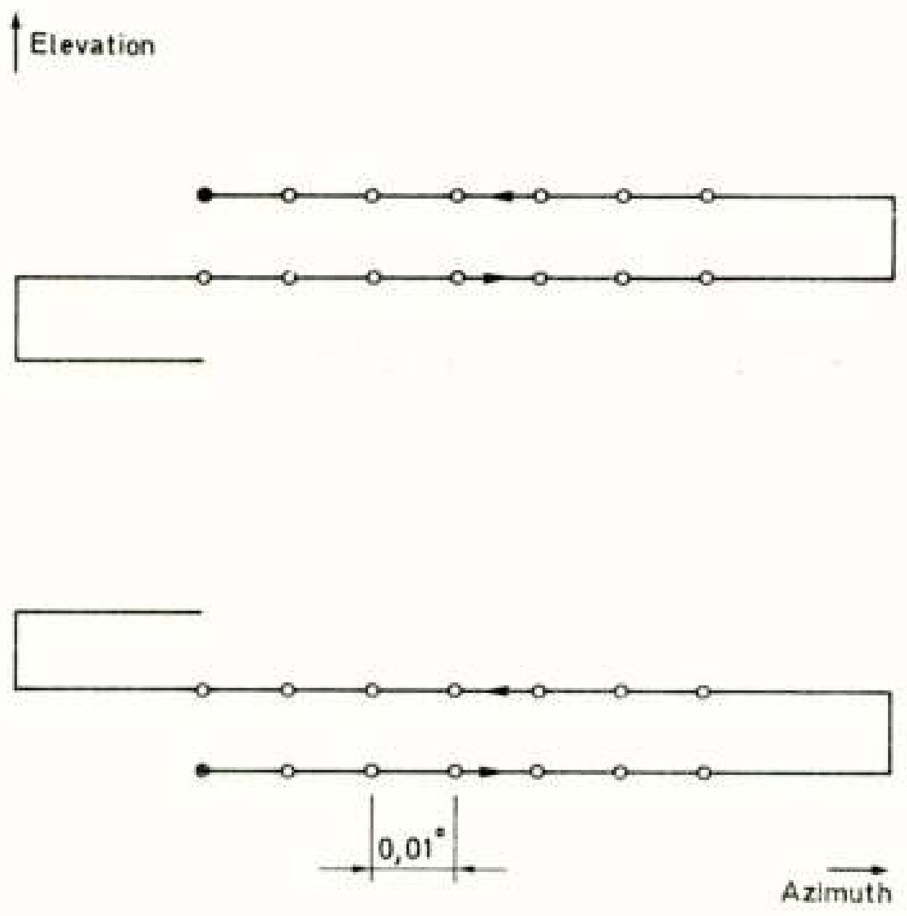


Figure 17.
Scan pattern

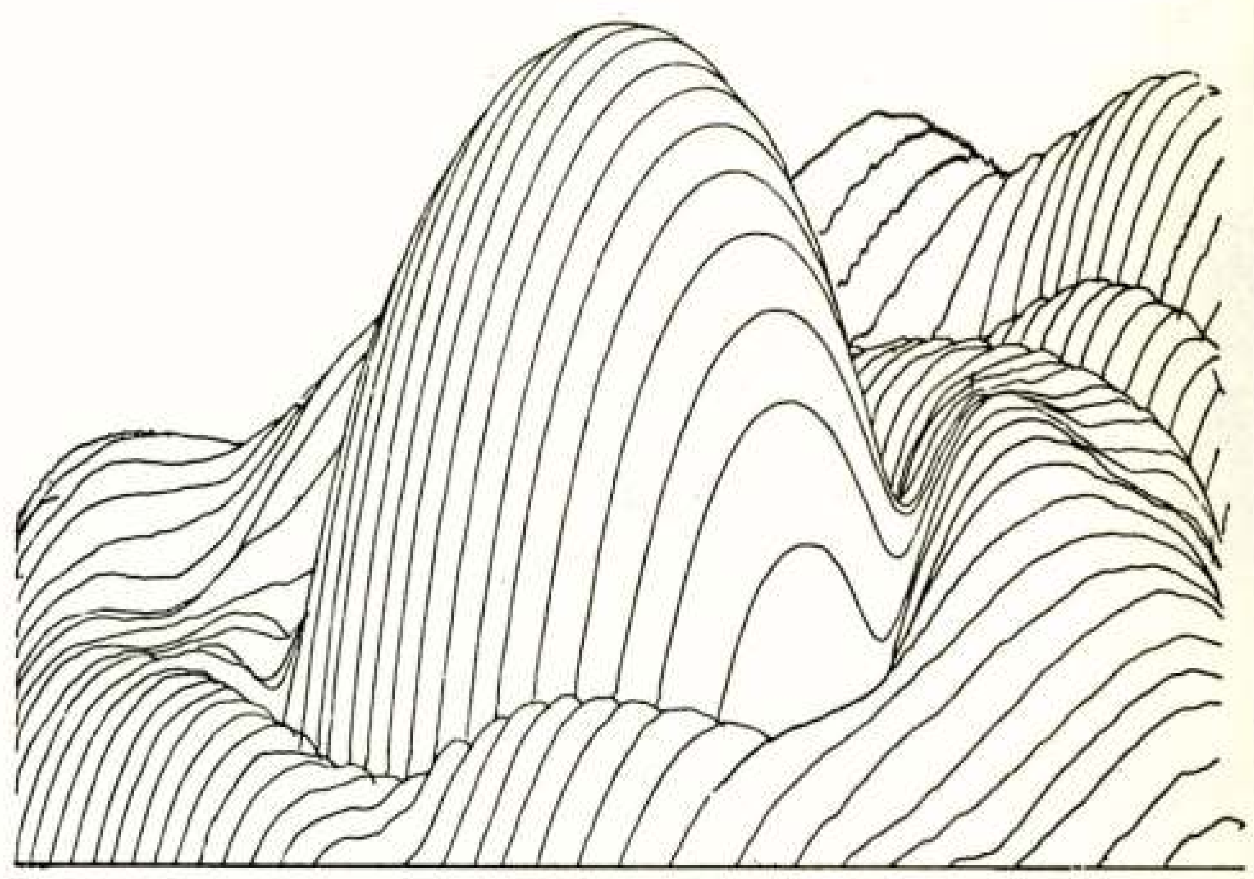


Figure 18.
Analog recording, made with scan method.

Fig. 19 is a schematic diagram of the radiometer, developed for the flux measurements. It is of the self-compensating type. The switch shown in the diagram connects the input of the receiver alternately to the antenna and to a compensating branch. The noise in this branch is varied by the output voltage of the receiver until it equals the noise in the antenna branch. The first side-branch of the antenna branch adds 300° K to the antenna temperature in order to compensate the noise contribution from the terminating load of the compensation branch. With the aid of the second side-branch, a known amount of noise may be added to the antenna noise. This is used for accurate

measurements of small increases in noise temperature.

Fluctuations of the output voltage of the radiometer are kept small by using a large IF-bandwidth (150 MHz), and a large integrating time constant (10 seconds).

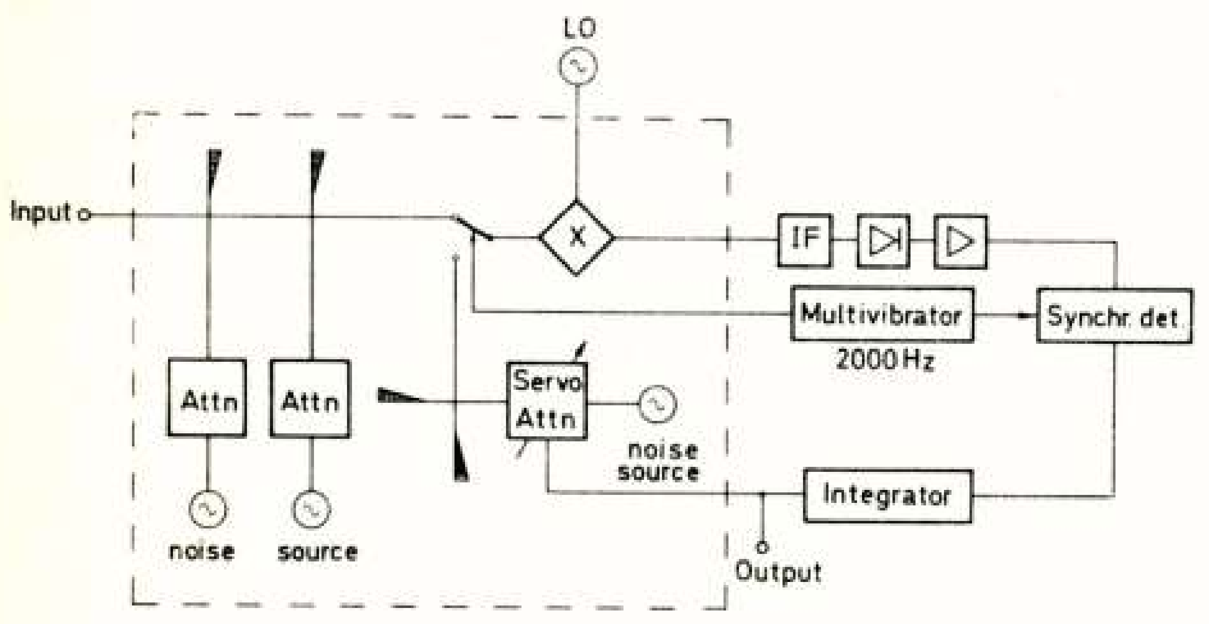


Figure 19.
Schematic diagram of radiometer (noise receiver).

Figure 20 shows a result of this method. The lower half of the trace is recorded with a halted antenna. At the moment the source enters the antenna beam, the antenna starts following the source under program control. From the measured antenna temperature and the given attenuation of the waveguide between the feed and the input of the radiometer (0.4 dB), the efficiency was calculated as being 62.5 %. This is in agreement with the value expected theoretically.

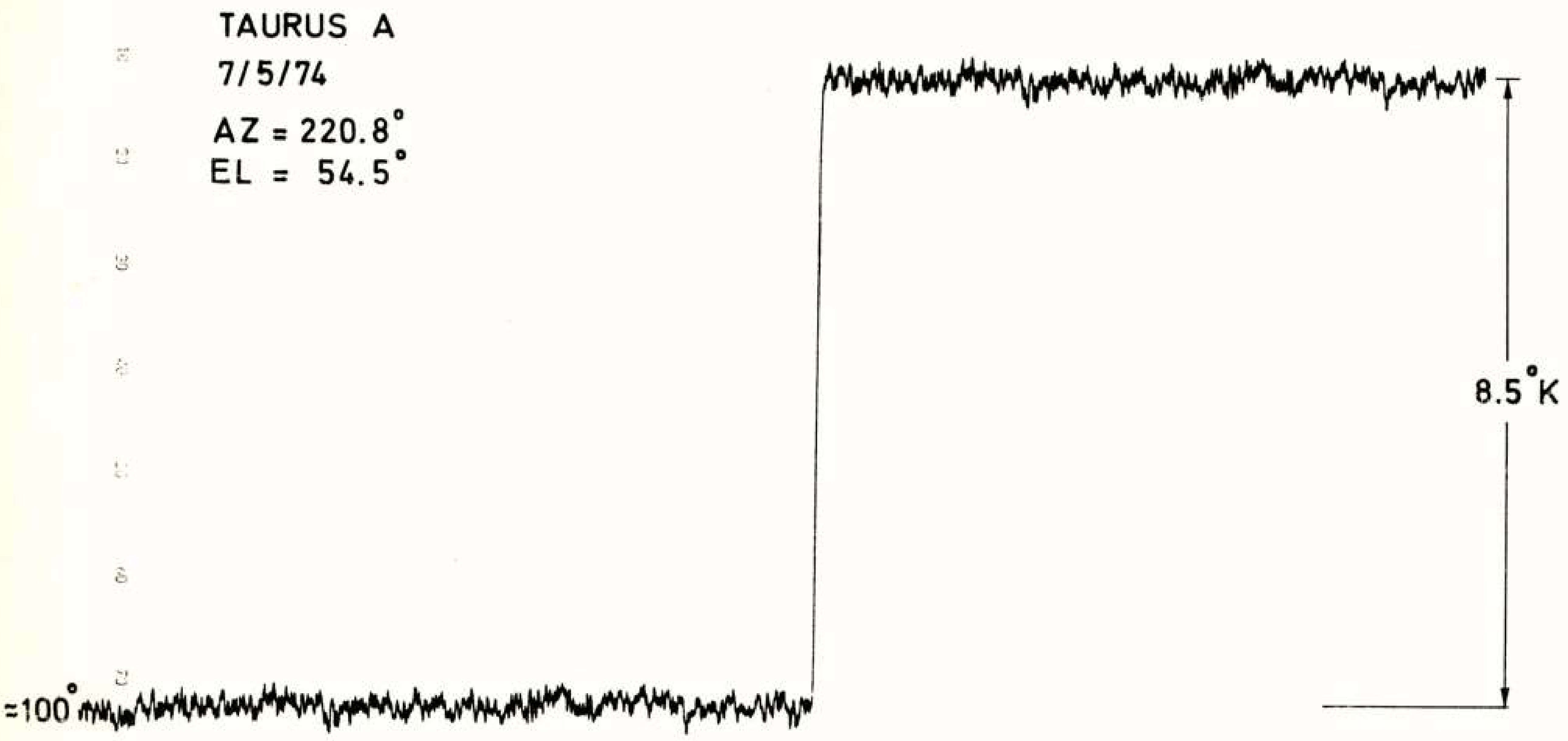


Figure 20.
Signal of radiostar recorded during clear sky conditions.

Voordracht gehouden op 21 mei 1974 in het PTT vergadercentrum te Utrecht, tijdens een gemeenschappelijke werkvergadering van het NERG (n° 237), de Beneluxsection van de IEEE en de Sectie voor Telecommunicatietechniek van het KIvI.

EXPERIMENTEN MET HET GRONDSTATION TE NERA

Ir. R. Viddeleer
Dr. Neher Laboratorium

The propagation experiments, performed by the Dr. Neher Laboratory of the Netherlands Postal and Telecommunications Services, are intended to investigate the propagation properties of horizontal and slant transmission paths through the troposphere. The results can be used to define system parameters, such as transmitter power, antenna gain and system noise temperature for operational radio relay and satellite systems in order to obtain transmission parameters which are in agreement with the CCIR - Recommendations. This article gives a short survey of the CCIR - Recommendations for the noise properties of satellite links and a brief description of the equipment which is used in an experimental earth station, equipped for measurements with the SIRIO-satellite.

Het propagatie-onderzoek zoals dat bij PTT wordt uitvoerd heeft ten doel te onderzoeken of in de frequentieband waarin het onderzoek wordt uitgevoerd aan de CCIR-aanbevelingen voor de ruis in een telefoonverbinding via een satelliet kan worden voldaan met een bepaalde installatie, gekenmerkt door ruistemperatuur, antenneversterking (afhankelijk van de antennediameter) en zendvermogen. Hiervoor is het niet nodig de voor operationeel bedrijf te gebruiken installatie na te bootsen, doch kan worden volstaan met het meten van <u>extra</u> demping op de transmissieweg (doorgaans fading genoemd) en van het atmosferisch ruisniveau. Extra demping is demping die optreedt boven de zg. vrije-ruimtedemping (bepaald door frequentie en afstand; voor een frequentie van 12 GHz en een afstand van 40.000 km bedraagt deze ca. 206 dB). Deze extra demping kan worden veroorzaakt door neerslag (scatter en demping door regendruppels en natte sneeuwvlokken) en door meerwegeffecten (een tweede transmissiepad via een reflectie aan wolken en andere obstakels).
Voor een beschrijving van de kwaliteit van een systeem, uitgedrukt in signaal-ruisverhouding in een telefoonkanaal, is het met name voor satellietverbindingen niet voldoende uitsluitend de nominale signaalsterkte en de eventueel optredende fading te kennen, daar er ook een degradatie van de signaal-ruisverhouding kan optreden tengevolge van de extra atmosferische ruis die door de fading wordt veroorzaakt. De verklaring hiervoor is de volgende: bij satellietontvangst wordt op grond van het zeer beperkte vermogen dat aan boord van een satelliet ter beschikking staat met extreem ruisarme grondstationsontvangers gewerkt om onder normale omstandigheden een zo hoog mogelijke signaal-ruisverhouding te verkrijgen. Treedt op het pad satelliet-aarde extra demping op tengevolge van absorptie in een wolk of in een regenbui, dan wordt niet alleen het ontvangen signaal verzwakt, doch treedt tevens een verhoging van de antenneruis op. De hiervoor geldende relatie luidt: indien een medium met fysische temperatuur T_m een doorgaand signaal met een fractie α ($0<\alpha<1$) verzwakt, dan levert dit medium tevens een bijdrage tot de ruis ter grootte van $\alpha.T_m$. Daar T_m voor regen en wolken in de buurt van 250 tot 300 ^oK ligt, zal een demping van 3 dB (dus $\alpha = \frac{1}{2}$) gepaard gaan met een ruisbijdrage van 125 tot 150 ^oK, hetgeen in de gebruikelijke ontvangsystemen met een eigen ruis van dezelfde grootte-orde uiteindelijk resulteert in een degradatie van de signaal-ruisverhouding van ca. 6 dB.

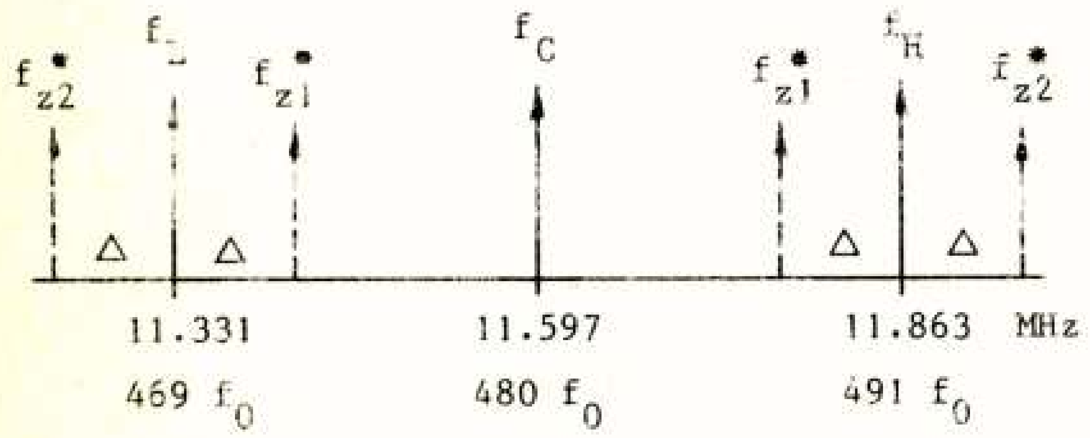
De reeds genoemde CCIR-aanbevelingen luiden als volgt:

1. de ruis in een telefoonverbinding via een satelliet dient, gemiddeld over een uur, de waarde van 10.000 pW (psofometrisch gewogen) niet te overschrijden;
2. het minuutgemiddelde van de gewogen ruis mag de 10.000 pW-grens maximaal 20 % van iedere maand overschrijden;
3. het minuutgemiddelde van de gewogen ruis mag een grens van 50.000 pW voor niet meer dan 0,3 % van iedere maand overschrijden;
4. de ongewogen ruis mag een grens van 1.000.000 pW voor niet meer dan 0,03 % van iedere maand overschrijden. Deze laatste eis is een telegrafie-eis; de ruis dient hierbij te worden geintegreerd met een tijdconstante van 5 ms.

Uit deze aanbevelingen blijkt, dat het toegestane ruisniveau slechts voor bepaalde tijdspercentages is vastgelegd. Meting van de cumulatieve verdelingen van fading en atmosferische ruis, d.w.z. meting van de tijdspercentages waarvoor een bepaalde demping of ruistemperatuur wordt bereikt of overschreden is dus voldoende. De experimenten met het grondstation te NERA dienen o.a. om deze verdelingen te bepalen. Voor het meten van het atmosferisch ruisniveau dient de radiometer, die in de voordracht van ir. Da Silva Curiel reeds is

behandeld. Voor het meten van de fading dient apparatuur die in deze voordracht kort zal worden besproken. Vanwege de beschikbare tijd zal alleen een beschrijving van de apparatuur voor experimenten met de SIRIO-satelliet worden gegeven.

De SIRIO-satelliet is een satelliet van Italiaanse origine en zal na een jarenlange vertraging hopelijk eind 1975 of begin 1976 worden gelanceerd. Het door deze satelliet uitgezonden spectrum is geschetst in figuur 1.



f_0 = 24,160 MHz Δ = 5 à 10 kHz

f^*_{z1} en f^*_{z2} zijn uplinksignalen op respectievelijk 17.008,64 MHz + Δ kHz en 17.781,76 MHz + Δ kHz nà frequentietransformatie in de satelliet.

Fig. 1. Spectrum van de SIRIO-satelliet.

Het bestaat uit drie spectraallijnen in de 11 GHz-band op onderlinge afstanden van ruim 265 MHz. De signalen worden circulair gepolariseerd uitgezonden met een vermogen van 500 mW per lijn. Het effectief uitgestraalde vermogen (dit is het aan de satellietantenne toegevoerde vermogen maal de versterking van deze antenne) bedraagt 20 dBW per lijn. Op ieder van deze lijnen zijn met daartoe ingerichte apparatuur fadingmetingen uit te voeren. Een eventuele frequentieafhankelijkheid van het dempende medium kan worden bepaald uit een verschil in fading voor de drie frequenties. Daar voor zeer breedbandige transmissiesystemen met een transportcapaciteit van bij voorbeeld enkele honderden megabits per seconde ook het fasegedrag van het medium belangrijk is zijn de drie uitgezonden frequenties in de satelliet fasestar aan elkaar gekoppeld door ze af te leiden uit één grondfrequentie van 24,160 MHz. Indien aan de ontvangzijde deze grondfrequentie uit de ontvangen signalen wordt teruggewonnen bestaat de mogelijkheid de onderlinge faserelatie van de ontvangen spectraallijnen te meten. Hieruit volgt dan een eventuele afwijking van de rechte fasekarakteristiek van het te onderzoeken medium via de relatie:

$$2\Delta\phi = \phi_{f_H} + \phi_{f_L} - 2\phi_{f_C} \quad \text{(zie figuur 2)}$$

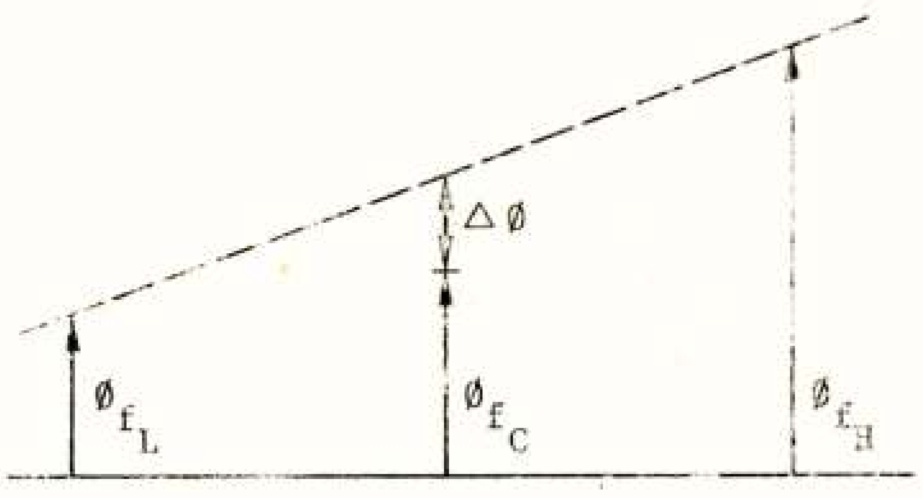


Fig. 2. Definitie van de afwijking van de rechte fasekarakteristiek.

De in figuur 1 gestippelde spectraallijnen zijn signalen die in de 17 GHz-band naar de satelliet kunnen worden gezonden en na frequentietransformatie in de satelliet worden teruggezonden als zijbanden van de in de satelliet gegenereerde frequenties. Hiermede is het mogelijk op twee, ca. 760 MHz verschillende, frequenties in de 17 GHz-band absolute en differentiele fading te meten. De zender van het grondstation wordt hierbij onder alle weerscondities zodanig in vermogen geregeld, dat de amplitudeverhouding tussen de in de satelliet opgewekte frequenties en de heruitgezonden frequenties zo goed mogelijk constant blijft.

De door ons vervaardigde apparatuur is zeer simplistisch voorgesteld in figuur 3. Na de antenne (een parabool met een diameter van 10 m) volgt een richtingskoppelaar RK, waarmede direct vóór het ontvangsysteem loodssignalen aan de van de satelliet ontvangen signalen worden toegevoegd. Deze loodssignalen liggen op 96 kHz afstand van de spectraallijnen die door de satelliet worden uitgezonden en doorlopen evenals deze de gehele ontvangketens. Aan het eind van de ketens worden ze in amplitude en onderlinge fase vergeleken en eventuele afwijkingen hierin worden gebruikt om de meting van amplitude en fase van de ontvangen signalen te corrigeren voor de amplitude- en fase-instabiliteit van de ontvangapparatuur. Na de richtingskoppelaar volgen twee trappen versterking (totaal ca. 55 dB) met behulp van lopende golfbuizen (ruisfactor ca. 7,5 dB). Hierna volgt de eerste mengtrap waarin de satellietsignalen f_L, f_C en f_H (resp. 469 f_0, 480 f_0 en 491 f_0, met f_0 = 24,160 MHz) worden gemengd met een frequentie van 490 f_0.
Door middel van filters worden de gewenste mengprodukten (resp. 21 f_0, 10 f_0 en f_0) gescheiden en de eerste twee frequenties naar de tweede mengtrap gevoerd. Hierin vindt menging plaats met respectievelijk 22 f_0 en 11 f_0, zodat uiteindelijk alle drie ontvangen signalen op een frequentie f_0 van 24,160 MHz beschikbaar zijn. Om de ruisbandbreedte van het systeem zo klein mogelijk te houden (optimale gevoeligheid) dienen smalbandige filters te worden toegepast. Uit een oogpunt van frequentiestabiliteit van de satelliet is de minimaal toege-

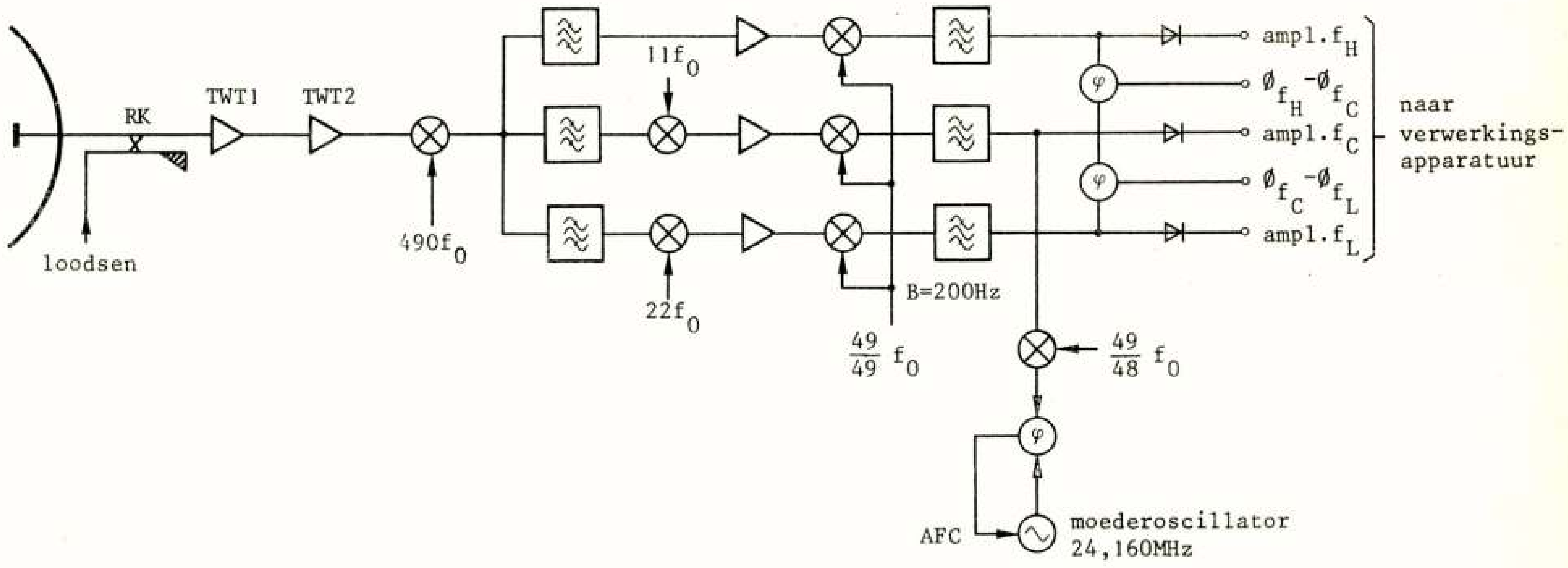


Fig. 3. Schematische opzet van de ontvangapparatuur voor het SIRIO-experiment.

stane ontvangerbandbreedte ca. 200 Hz. Daar filters met deze bandbreedte op een frequentie van 24 MHz niet zijn te realiseren, is nog een derde mengproces voor alle drie signalen met een frequentie van $\frac{49}{48}$ f_0 uitgevoerd, waardoor de te meten signalen in de buurt van 500 kHz komen te liggen. De reeds genoemde loodssignalen liggen in de buurt van 404 kHz. In deze frequentiebanden zijn filters met een bandbreedte van 200 Hz goed te realiseren. Na filtering worden de signalen gedetecteerd ter bepaling van de amplitude voor de fadingmeting, terwijl fasedetectie de onderlinge faserelaties oplevert. De loodsfrequenties worden op dezelfde wijze behandeld.

Een speciaal punt vormt de frequentiesynthese. Bij de diverse mengprocessen zijn oscillatorfrequenties gebruikt van o.a. 490 f_0, 22 f_0, 11 f_0, $\frac{49}{48}$ f_0. Deze worden afgeleid van de moederoscillator van het grondstation op f_0 = 24,160 MHz door vermenigvuldiging (tot ca. 500 MHz met transistoren, daarboven met varactorketens). Voor sommige frequenties, zoals $\frac{49}{48}$ f_0, wordt gebruik gemaakt van fase-locked-loops met delers (zie figuur 4).

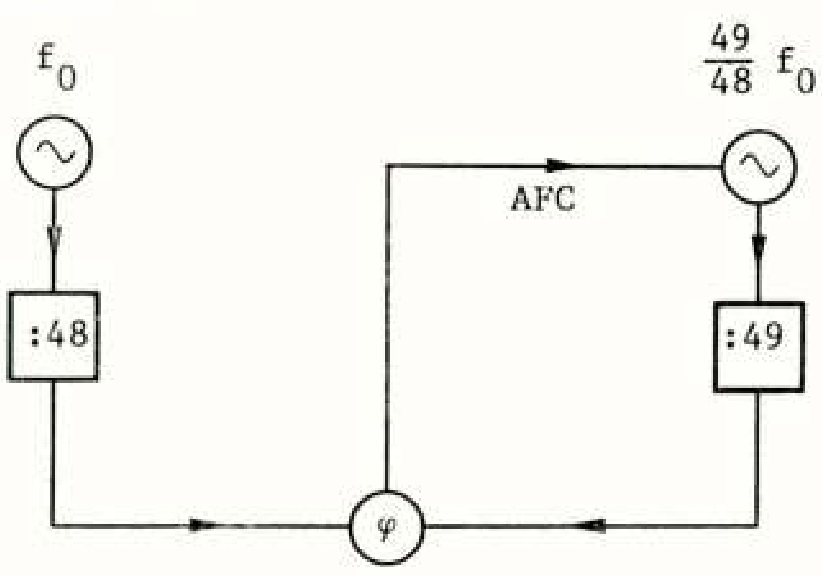


Fig. 4. Principe voor het opwekken van frequenties, die zich verhouden als een breuk met hele getallen.

De frequentie f_0 van de moederoscillator dient, afgezien van eventuele dopplerverschuiving, exact gelijk te zijn aan de in de satelliet gebruikte grondfrequentie. In figuur 3 is schematisch weergegeven op welke wijze f_0 uit de ontvangen frequentie f_C wordt afgeleid. Hiertoe wordt de 503 kHz middenfrequentie van de centrale lijn nà filtering teruggemengd naar 24,160 MHz en in een fase-locked-loop gebruikt voor bijregeling van de moederoscillator. Daar het referentiesignaal door de filtering redelijk ruisarm is geworden, blijkt het mogelijk tot fadingdieptes van ca. 35 dB op de centrale lijn de moederoscillator gelocked te houden. Bij nog grotere fadingdiepte wordt de faselus onderbroken. Er is een speciale schakeling ontwikkeld om er voor te zorgen dat de vrije frequentie van de moederoscillator zo goed mogelijk overeenkomt met de frequentie van de satellietoscillator vlak voor het optreden van de diepe fading. Hiervoor is via een up-down counter en een 12 bits D/A convertor een integrerende bijregeling met oneindig lange geheugentijd gerealiseerd. Deze integrerende regeling bouwt een eventueel noodzakelijke foutspanning in de AFC-lus af tot een zeer kleine waarde, waardoor de directe lus als het ware zo goed mogelijk wordt "ontspannen". Hierdoor is het mogelijk gebleken bij zeer diepe fading, waarbij de oscillator door ruis in de bijregellus uit synchronisatie zou raken, de bijregellus te onderbreken. De laatst bekende frequentie wordt dan als het ware onthouden door de dan vrij lopende oscillator. Voordelen van deze oplossing zijn:

1. bij zeer diepe fading kunnen de metingen nog enige tijd worden voortgezet. De beperkende factor is hier de frequentiestabiliteit van de satelliet en van de grondstationsoscillator.

2. bij een terugkeren van het signaal na een zeer diepe fading wijkt de frequentie van de moederoscillator slechts weinig van de gewenste nieuwe waarde af, zodat de invangprocedure wordt vergemakkelijkt.

Op de zendzijde van het grondstation zal niet in detail worden ingegaan.
Er wordt volstaan met de volgende gegevens:
De door ons gebouwde zender kan naar keuze de hoge of de lage uplinkfrequentie uitzenden. De hiervoor benodigde frequenties zijn resp. 736 f_0 + 5 kHz en 704 f_0 + 5 kHz. Met deze zender is het dus niet mogelijk om differentiele fading te meten. De eindtrap bestaat uit een klystron met een verzadigingsuitgangsvermogen van 500 W. Het uitgangsvermogen wordt in een gesloten regellus (via de satelliet en de ontvangapparatuur) zo goed mogelijk aan de momentane uplinkfading aangepast. Daar de genoemde regellus een looptijd van ca. 250 ms heeft (2 x 40.000 km) zal de vermogensregeling "achter de feiten aanhollen". Voor meting van de uplinkfading is daarom zowel meting van het momentaan uitgezonden vermogen als van de afwijking in amplitudeverhouding tussen bij voorbeeld f_H en de bijbehorende zijlijn noodzakelijk.
De verwerking van de meetresultaten, zoals absolute fading, differentiele fading, fasemeting etc. vindt plaats in de PDP 11 computer, die ook voor de besturing van de antenne wordt gebruikt. Via een 2400 baud-modem worden de gegevens naar het laboratorium getransporteerd waar de opslag en verdere analyse plaats vindt.

Met het bovenbeschreven station is het mogelijk zowel in de 11 als in de 17 GHz-band fadingdieptes tot ca. 35 à 40 dB te meten. Daar het minimale signaal dat kan worden gemeten wordt bepaald door de eigen ruis van het systeem is het niet mogelijk een grens op te geven voor de differentiele fadingmeting. In het meest extreme geval van maximale fading voor één spectraallijn en geen fading voor de andere lijnen bedraagt de maximaal meetbare differentiele fading uiteraard eveneens 35 dB, in het andere uiterste geval, nl. gelijke fading voor alle drie spectraallijnen, 0 dB. De fasemeting heeft een oplossend vermogen van ca. 2°, hetgeen over de bandbreedte van 530 MHz overeenkomt met een meetgrens voor de differentiele groeplooptijd van ca. 1 ps.

Voordracht gehouden op 21 mei 1974 in het PTT vergadercentrum te Utrecht, tijdens een gemeenschappelijke werkvergadering van het NERG (n° 237), de Beneluxsection van de IEEE en de Sectie voor Telecommunicatietechniek van het KIvI.

DE ORBITAL TEST SATELLITE (OTS) VAN ESRO (EUROPESE COMMUNICATIE-SATELLIET)

Alan J. Bayliss
ESTEC, Noordwijk

Een algemene beschrijving van de ESRO "Orbital Test Satellite" met de nadruk op de communicatie functies en het bijbehorend experimenteel programma.

INTRODUCTION

The Orbital Test Satellite (OTS) is an experimental geostationary communications satellite for telephony and television distribution which is currently under development for ESRO and is the forerunner of a European Communications Satellite System for the decade 1980-1990. This paper begins with a brief summary of the historical background and leads through consideration of the requirements and constraints of the operational system to a description of the OTS and the tests which will be performed.

HISTORICAL BACKGROUND

In 1970 the terms of reference of ESRO were broadened to include a communications satellite programme which encompasses both satellite and communications technology. One of its aims is to develop sufficient experience in Europe to implement a practical regional satellite system capable of carrying a substantial fraction of the long distance intra-European telephony traffic together with the facility of transmitting a number of television programmes between members of the European Broadcasting Union (EBU).

The programme has moved through a series of definition studies, supported by hardware development of key subsystems, and has reached a stage where a contract has been placed with a European consortium for the manufacture of an experimental satellite, OTS, which will be launched in mid-1977. Of smaller size than the satellite which will be required for the operational system in 1980, OTS will be a complete "test bench" for all those spacecraft and communications subsystems and techniques which are expected to be used in the operational system. It will also give potential users ample opportunity to prepare themselves for the operational phase to follow.

COMMUNICATIONS REQUIREMENTS OF OPERATIONAL SYSTEM

The operational system for the period 1980-1990 is based on projected long distance (>800 km) telephone traffic requirements as shown in Fig. 1. It will be seen that

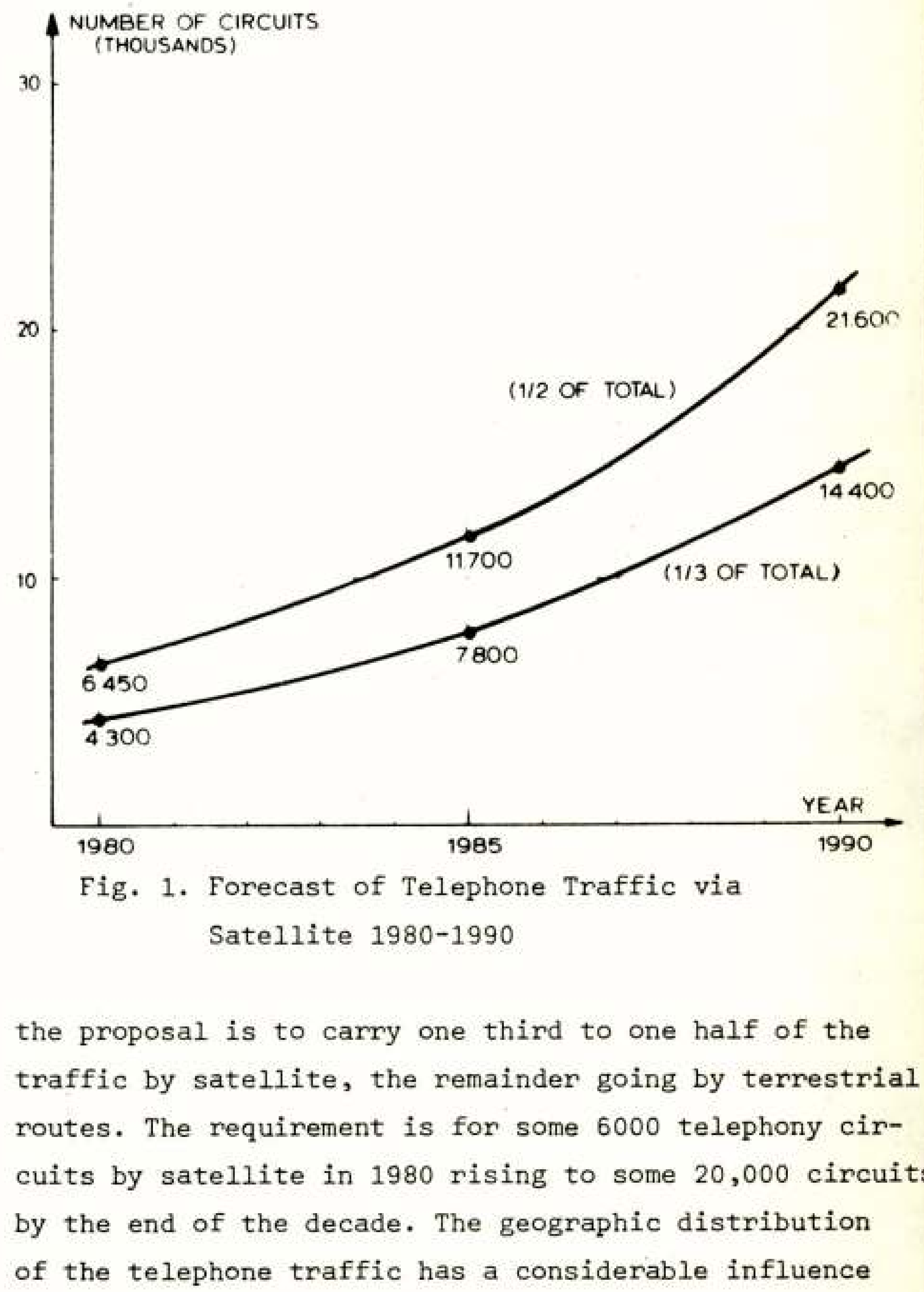


Fig. 1. Forecast of Telephone Traffic via Satellite 1980-1990

the proposal is to carry one third to one half of the traffic by satellite, the remainder going by terrestrial routes. The requirement is for some 6000 telephony circuits by satellite in 1980 rising to some 20,000 circuits by the end of the decade. The geographic distribution of the telephone traffic has a considerable influence on the overall system design and is illustrated in Fig. 2 which shows the area to be served, viewed from the s satellite, together with the traffic sources. Round each source is a circle whose area is proportional to the volume of traffic for that particular place. It can be seen that the bulk of the traffic originates within an area bounded by Stockholm, Rome, Madrid and London. In fact 80% of the traffic comes from a zone of about 3° aperture as seen from the satellite. The remainder of the traffic sources fall within an elliptical zone approximately $9^{\circ} \times 5^{\circ}$. Some places are shown without circles, this is because they only require a television service.

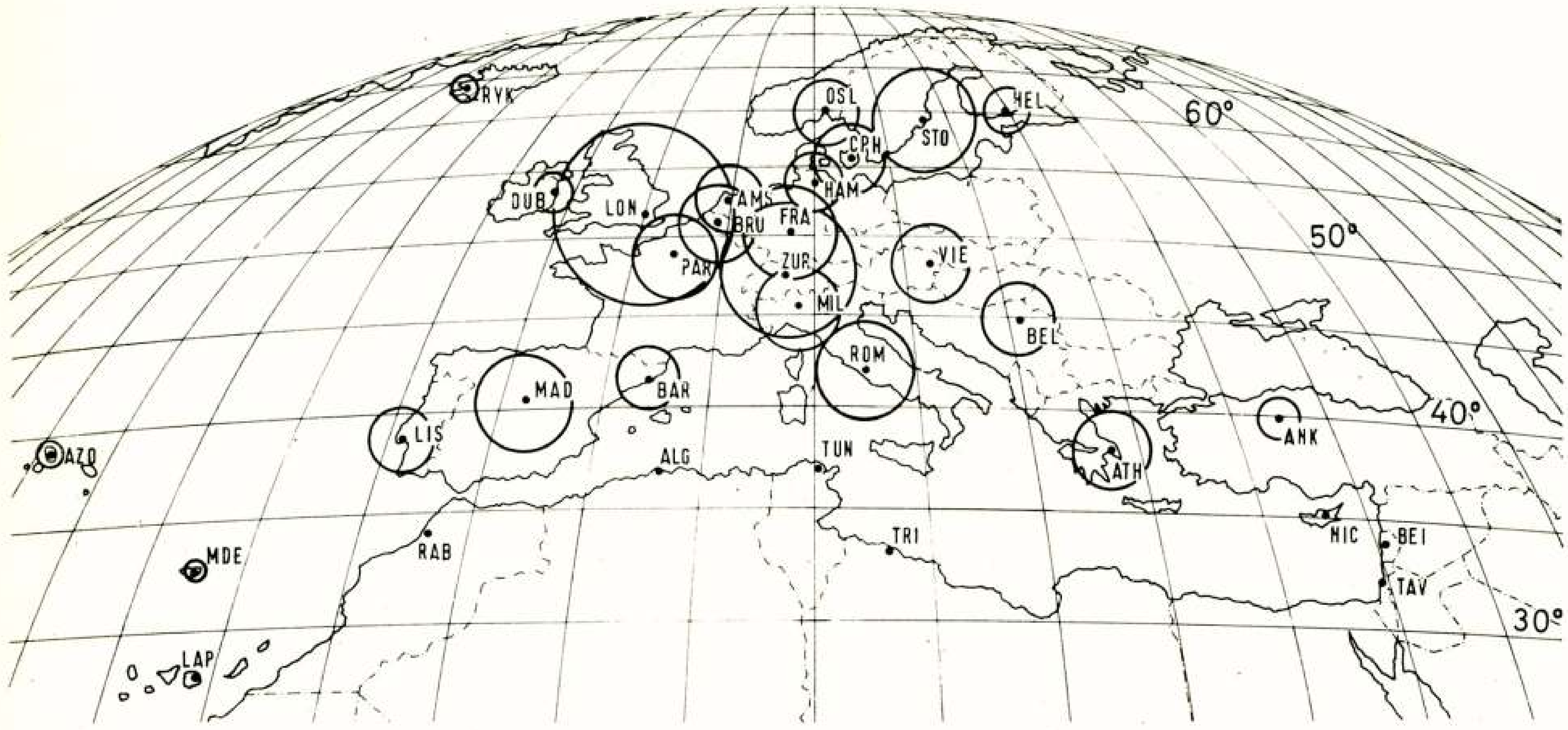


Fig. 2: Intra European Traffic Pattern

The distribution of telephone traffic throughout the day is expected to follow the classicla pattern with a peak in the morning, a lesser peak in the afternoon and a much smaller amount during the evening and night. Although the television traffic requirements are more random there is nevertheless something of a peak demand in the evening so provided that a television transmission system is used which is compatible with that used for telephony the two requirements dovetail together quite well and excess telephony capacity in the evening and at night can be used for television.

SYSTEM CONSTRAINTS AND RESULTING SYSTEM TRENDS

A satellite system to meet the requirements just mentioned must satisfy a number of constraints, the most important of which are as follows:

(a) There is a radio frequency constraint in that frequency bands above 10 GHz will have to be used because of congestion in the well established 4 and 6 GHz bands. For propagation and hardware technology reasons it is best to use the lowest frequency bands available to us, namely the 14 to 14.5 GHz band for the up-links and the 10.95 to 11.2 GHz and the 11.45 to 11.7 GHz bands for the down-links.

(b) Because of the possibility of interference between satellite and terrestrial systems sharing the same frequency bands there are internationally recommended power flux limitations which should be observed. This imposes a constraint on the number of telephone channels which can be transmitted per megahertz of bandwidth for practical earth station antenna sizes.

(c) With an allocated bandwidth of 500 MHz available for the system it will be evident that bandwidth is a severe constraint. This leads to consideration of overall system solutions using one or more of the following techniques:
   . Multiple satellites
   . Frequency re-use by polarisation discrimination
   . Speech Interpolation (a technique taking advantage of the fact that when a person is listening his forward transmission channel can be used by another speaker thereby doubling the traffic capacity of a group of channels).

(d) Frequency re-use by polarisation discrimination depends for its success on the isolation obtainable between two orthogonally polarised signals which in turn depends on atmospheric conditions, heavy rain causing a significant depolarisation. This biasses the system design towards digital transmission which is better able to withstand co-channel interference than frequency modulation. Digital transmission also lends itself to economical application of speech interpolation.

(e) Above 10 GHz atmospheric conditions, particularly heavy rain, have a marked influence on the attenuation of microwaves and due allowance must be made for this in planning a system in the 11 and 14 GHz bands. One of the objects of OTS is to obtain data on these effects, but in the meantime ESRO has adopted the propagation model shown in Fig. 3 which is based on sky-noise temperature measurements made at a number of places throughout Europe. It shows that fading in the region of 5 to 10 dB can be expected for 0.1% of the time, depending on location. The most difficult stations in this respect are Reykjavik at 13.5° elevation followed by Helsinki at 20.5° elevation.

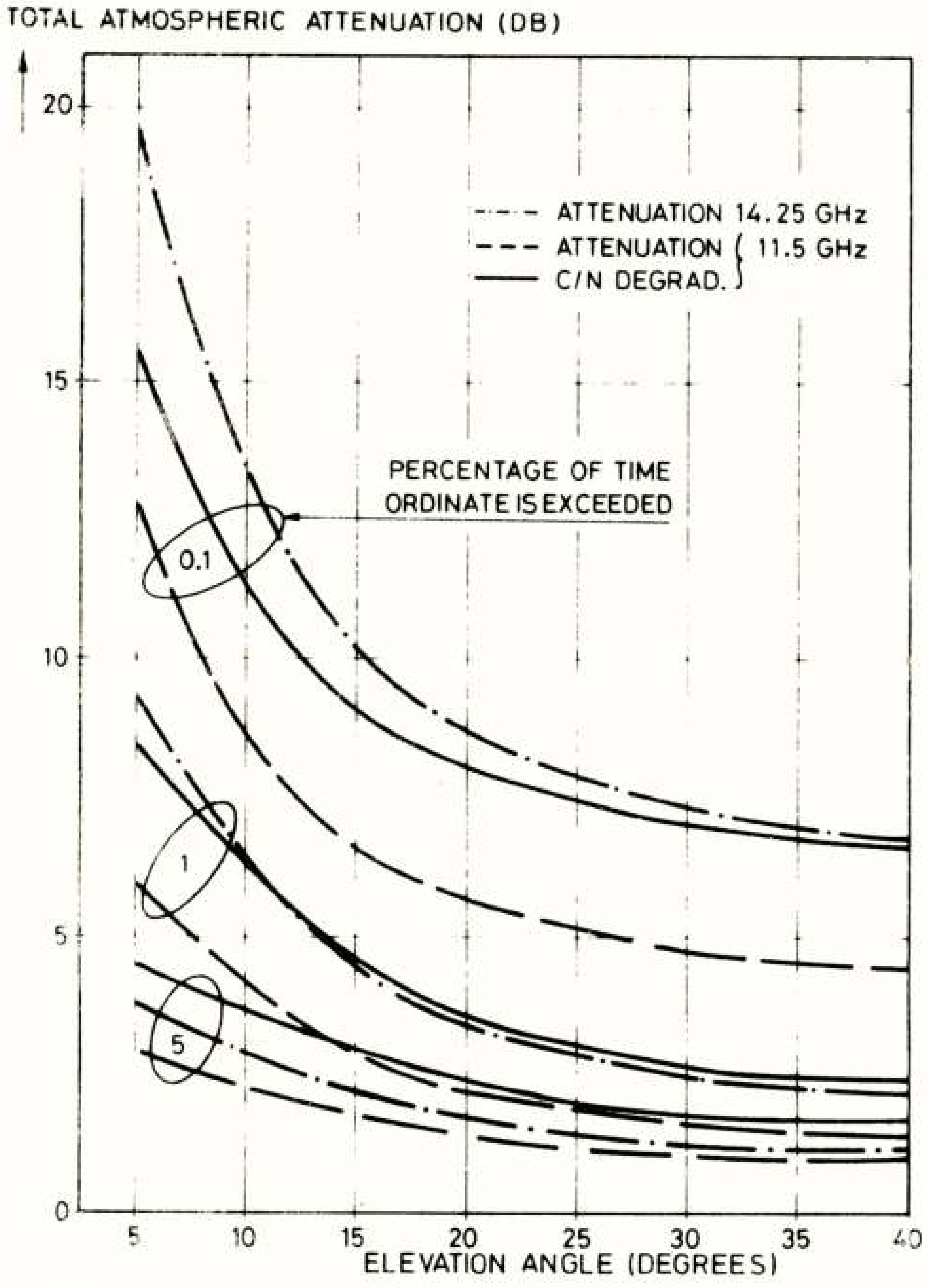


Fig. 3. Model of Atmospheric Attenuation at 11 and 14 GHz

(f) The range of satellite launchers which is available imposes constraints on the satellite mass which can be placed in orbit. Whereas a powerful launcher such as the Atlas-Centaur is capable of placing a satellite in orbit which will handle all the expected 1990 traffic, detailed studies have shown that this is not necessarily the optimum solution. For example, besides the system security risk of having "all the eggs in one basket" there would be an excessive capacity and a high capital outlay required at the beginning of the decade. On the other hand a system based on excessively small launchers would require several satellites simultaneously in operation which would increase the earth segment costs as many stations would need more than one antenna. The best compromise remains to be determined.

(g) Some 30 earth stations are expected to be used in an operational system and their cost is a very significant item. There is therefore a constraint which arises from the necessity of avoiding excessively large antennas, keeping transmitter powers down to a level where air cooling of output amplifier is adequate.

EXPECTED CHARACTERISTICS OF OPERATIONAL SYSTEM

Given the requirements and constraints outlined in the previous two sections, various studies undertaken by ESRO in conjunction with the communications and aerospace industries of Europe have pointed to an operational system whose main features may be summarised as follows:

- Operation in the 11 and 14 GHz bands
- Digital transmission of telephony at high bit rates (60 and 180 Mb/s PCM)
- Multiple access by time-division (TDMA)
- Digital Speech Interpolation (doubles capacity)
- Spectrum re-use by polarisation discrimination (doubles capacity)
- Fully stabilised satellite with fold out solar panels
- Spot beam antennas, with pointing mechanisms, covering high traffic area
- Elliptical beam full European area coverage antennas Sufficient power margin and power control to compensate for significant atmospheric attenuation effects.
- A useful eclipse capability (at times when the satellite passes through the earth's shadow communications capability must be maintained by batteries and mass restrictions will affect this capability).

THE ORBITAL TEST SATELLITE

It is clear from the characteristics of the operational system that a number of new techniques are involved and it was considered essential to build and fly an experimental pre-operational satellite with which all the essential hardware and system design considerations could be validated under orbital conditions. The objectives of this experimental satellite are as follows:

- To demonstrate the advanced technology communications payload
- To demonstrate the advanced technology spacecraft system
- To validate the communications system design and concepts
- To gather propagation information directly in the 11 and 14 GHz bands
- To allow pre-operational system experimentation by prospective users
- To provide a facility for narrow-band transmission experiments between small earth terminals.

It has been found possible to meet all these requirements by a test satellite which will be placed in orbit by a Thor-Delta 3914 launcher.

SATELLITE CONFIGURATION AND LAUNCH

Before dealing with the communications aspects of OTS it is in order to give a brief description of the satellite itself. OTS is a three-axis stabilised satellite, of modular construction and hexagonal cross section as shown in the exploded view of Fig. 4. The service module shown at the left houses all the satellite support equipment and the apogee boost motor. Fold out solar panels for supplying the necessary prime power (about 500 watts) are attached to the north and south faces of the service module and are arranged to rotate so as to keep their surfaces always normal to the sun's rays. Antenna rods for VHF telemetry and telecommand can be seen sticking out from the rear of the service module.

All communications payload equipment is mounted in a detachable communications module which in turn has à separate antenna platform, shown at the right in Fig. 4, on which all the earth pointing microwave antennas are mounted. The modular construction of OTS facilitates its application to other missions, for example the same service module will be used with a different communications payload in a maritime satellite role. To give some idea of the size of the OTS it is approximately two metres long overall and two metres wide, while the distance between the tips of the solar panels when extended is about 8.5 metres.

The sequence of events in the launching of the satellite is illustrated in Fig. 5. A Thor Delta launcher will place the satellite in a very elliptical orbit whose apogee coincides with the radius of the geostationary orbit. At this stage the satellite is spin stabilised with the solar panels folded and telemetry and telecommand is by VHF. At the fourth apogee the onboard boost motor will be fired to inject the satellite into a near geostationary orbit. The satellite will then be despun and the solar panels extended. On board sensing and control equipment, using the sun and the earth as references, will then be used to orientate the satellite correctly (i.e. solar panels N-S, antennas towards the earth) and maintain it in its orbital position which will be 10°E of Greenwich. Once the satellite is on station telemetry and telecommand will be at SHF within the communication bands, with VHF as a back up mode.

THE COMMUNICATIONS PAYLOAD

To meet the experimental objectives, the communications payload of OTS has been built up from hardware which has been developed for use in an operational satellite, but because of mass restrictions the provision of hardware units is on a relatively reduced scale.

Fig. 6 shows in simple outline how the communications equipment is split up with two distinct parts which are referred to as Module A and Module B. Module A is intended for wide-band telephony and television transmission. It operates with frequency re-use by

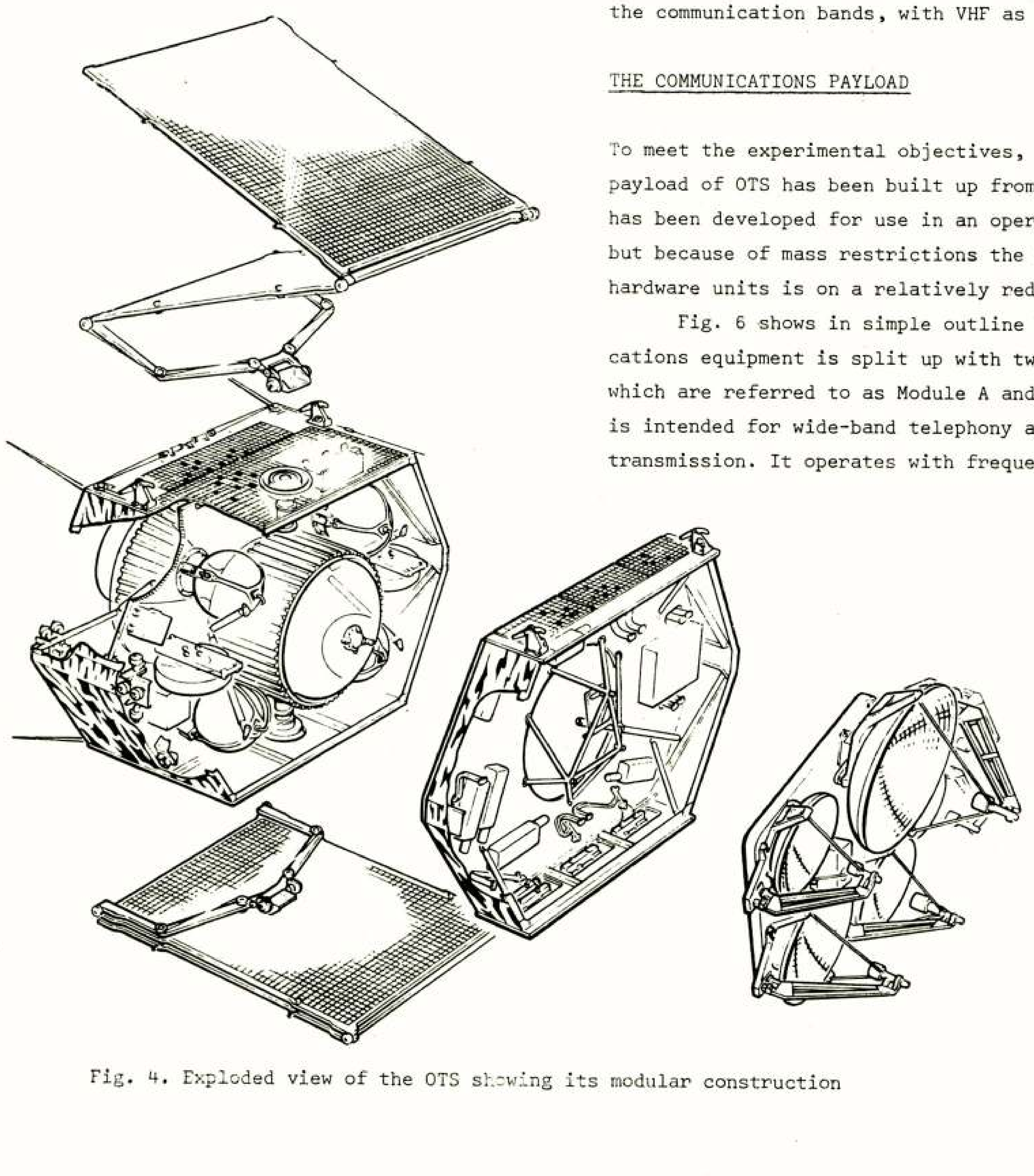


Fig. 4. Exploded view of the OTS showing its modular construction

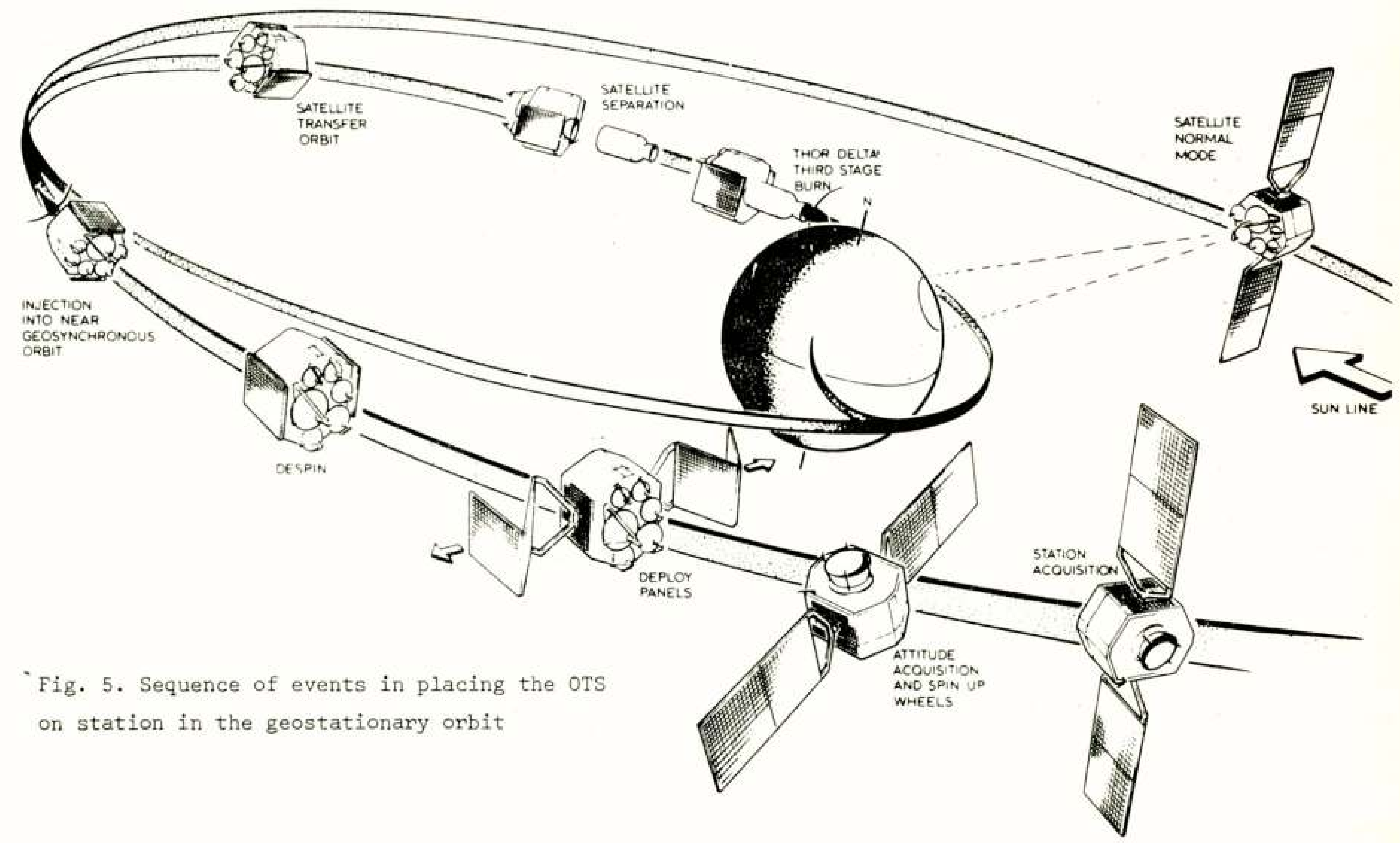


Fig. 5. Sequence of events in placing the OTS on station in the geostationary orbit

polarisation discrimination using orthogonal linear polarisation and comprises two 40 MHz wide channels, one on each polarisation, and two 120 MHz channels likewise. Module B is intended for propagation experiments (fading and depolarisation) and for narrow band transmission experiments between small earth terminals. It has a bandwidth of 5 MHz and uses circular polarisation.

FREQUENCY PLAN

The frequency plan which has been adopted for the OTS is a reduced and modified version of one which could be used in an operational system and which would provide six 40 MHz channels and six 120 MHz channels in a total frequency allocation of 500 MHz. The OTS frequency plan is shown in Fig. 7. The two 40 MHz channels of Module A referred to previously are shown

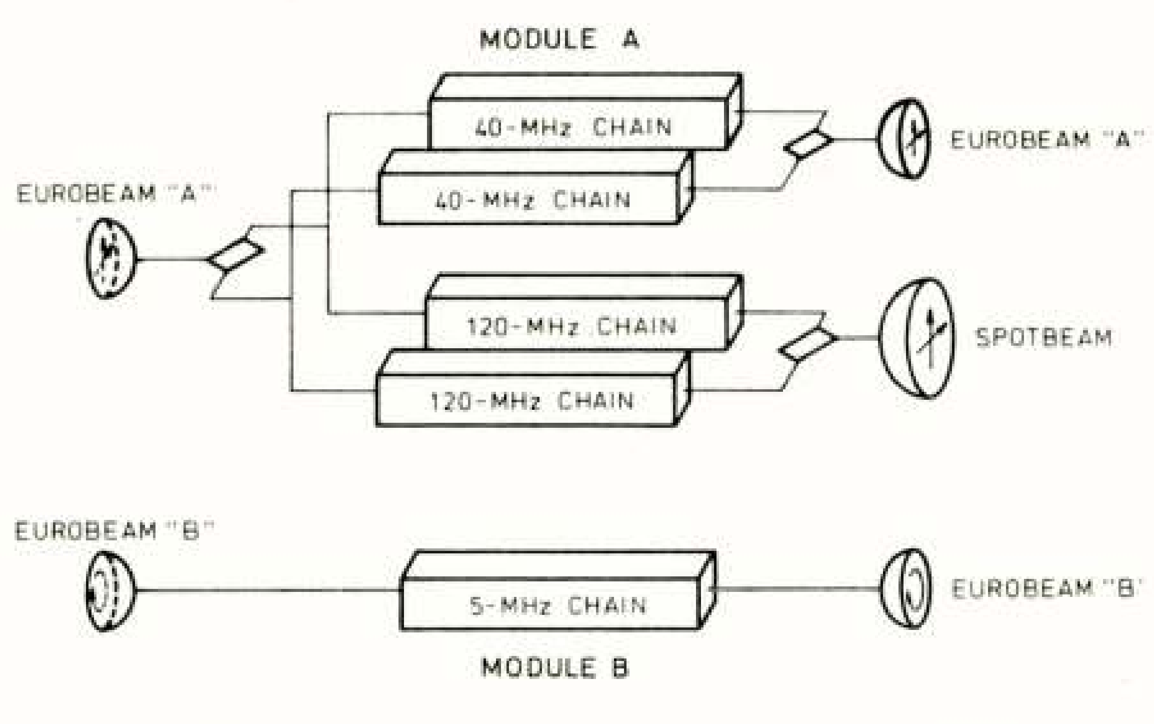


Fig. 6: The communications payload of the OTS

as CH2 and $\overline{CH2}$ sharing the same allocated frequency band but on orthogonal polarisations. CH4 and $\overline{CH4}$ are the corresponding 120 MHz channels. The frequencies used by Module B are depicted at the right hand side of the diagrams which show a number of propagation experiment beacon signals which lie in a 5 MHz band at the bottom end of the 11.7 to 12.5 GHz satellite broadcasting band.

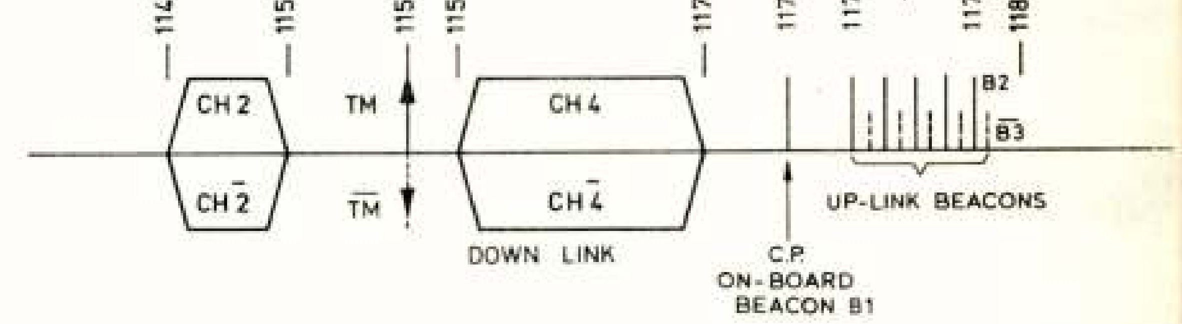


Fig. 7. The OTS frequency plan

MODULE A

The arrangement of the repeater is shown in a little more detail in Fig. 8. Module A is shown in the upper part of Fig. 8. Two dual linear polarisation Eurobeam A antennas, having elliptical beams $7.5^\circ \times 4.25^\circ$ at the 3 dB contour, feed two redundant pairs of wide band

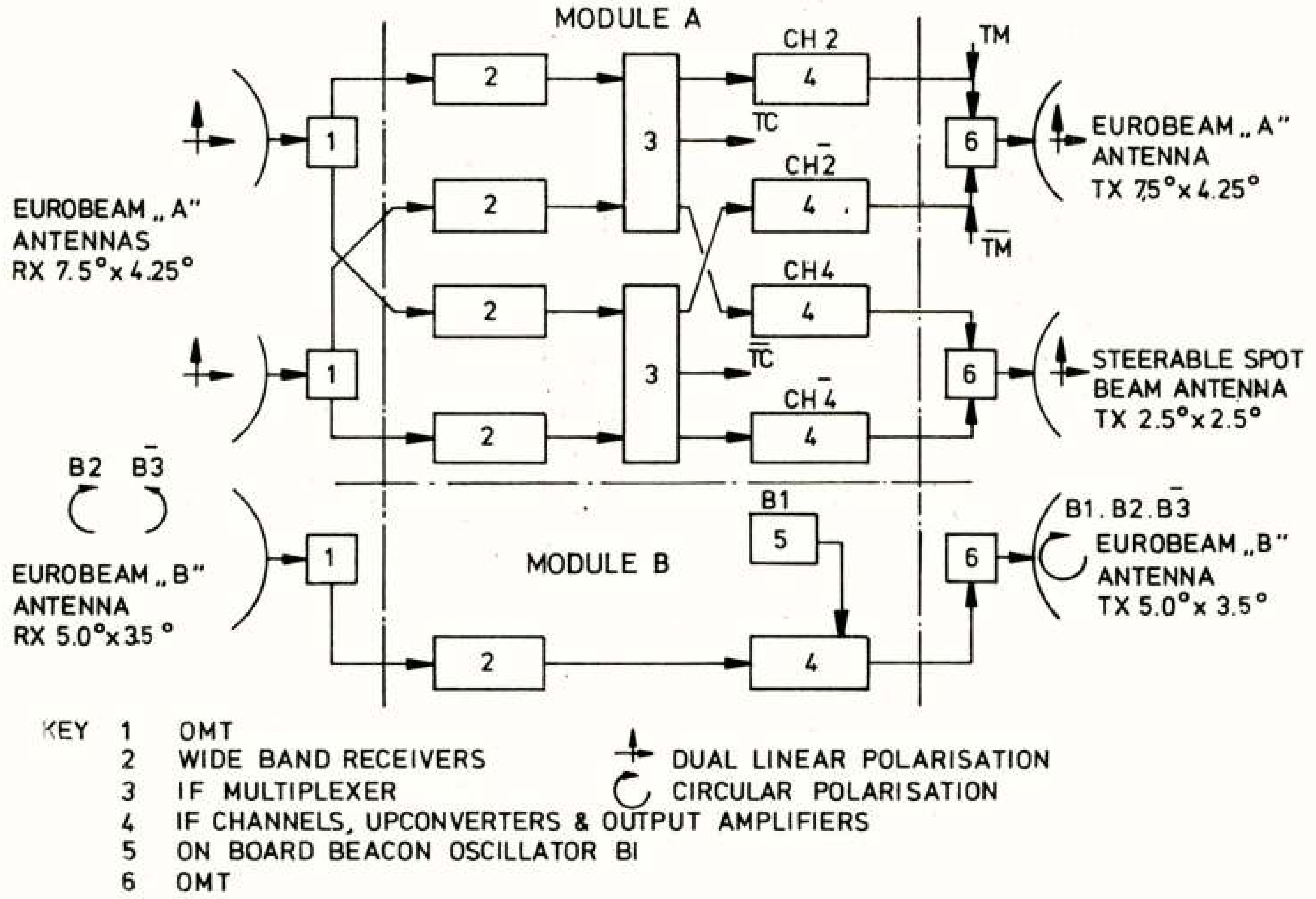


Fig. 8. Block diagram of Modules A & B of the OTS communications payload.

receivers, one pair for each polarisation. Each receiver comprises a parametric amplifier, a down converter and a wide band (500 MHz) i.f. amplifier. The i.f. is centred on approximately 1000 MHz. At the output of the receivers the signals are split up into individual channels and pass through separate main i.f. amplifier, up-converter and power amplifier chains, one such chain for each 40 or 120 MHz channel. The output amplifiers are of the travelling wave tube type; they have a saturated output power of 20 watts and have been specially developed for the present programme. Output signals from channels 2 and $\bar{2}$ feed the two input ports of a dual linear polarisation Eurobeam transmitting antenna. The channel 4 and $\bar{4}$ output signals likewise feed a dual linear polarisation spot beam antenna, having a beamwidth of 2.5° at the 3 dB contour, and which may be steered by means of an antenna pointing mechanism. A redundant pair of on-board SHF telemetry transmitters are multiplexed with the 40 MHz channels on to the Eurobeam A transmitting antenna at the points marked TM. Telecommand signals are extracted at i.f. after the wide band receivers at the points marked TC. The service areas at the surface of the earth for the Module A antennas are approximately as shown by the contour marked "Eurobeam A" and "Spot Beam" in Fig. 9.

MODULE B

Module B is shown at the bottom of Fig. 8. The Eurobeam B receiving antenna is designed for dual circular polarisation and has an elliptical beam at the 5°x3.5° dB contour. It has a service area at the earth's surface approximately as shown by the contour marked "Eurobeam B" in Fig. 9. Output from the antenna corresponding to right hand circular polarisation feeds a receiver similar to those used in Module A. This is followed by a narrow band (5 MHz) i.f. amplifier, of high and remotely adjustable gain, an up-converter and an output amplifier which uses the same type of 20 watt travelling wave tube as used in Module A. By adjusting the gain of the i.f. amplifier it is possible to use the amplifier in a linear mode for multiple beacon signal transmission or under saturated output single carrier conditions for, for example, data transmission between stations having antennas 2 to 3 metres in diameter. The transmitting antenna for Module B is also designed for dual circular polarisation and has the same beam shape and earth coverage as the receiving antenna. An on-board generated beacon signal is also available from module B for circular polarisation down-link propagation experiments. It shares the Module B output amplifier and is shown as item 5 in Fig. 8.

EXPERIMENTAL PROGRAMME

Once the OTS is on station a programme of experiments will begin. It is foreseen that this programme will fall into two parts. First there will be a series of tests which will be performed by ESRO and this will be followed or perhaps overlap with a series of experiments undertaken by other organisations.

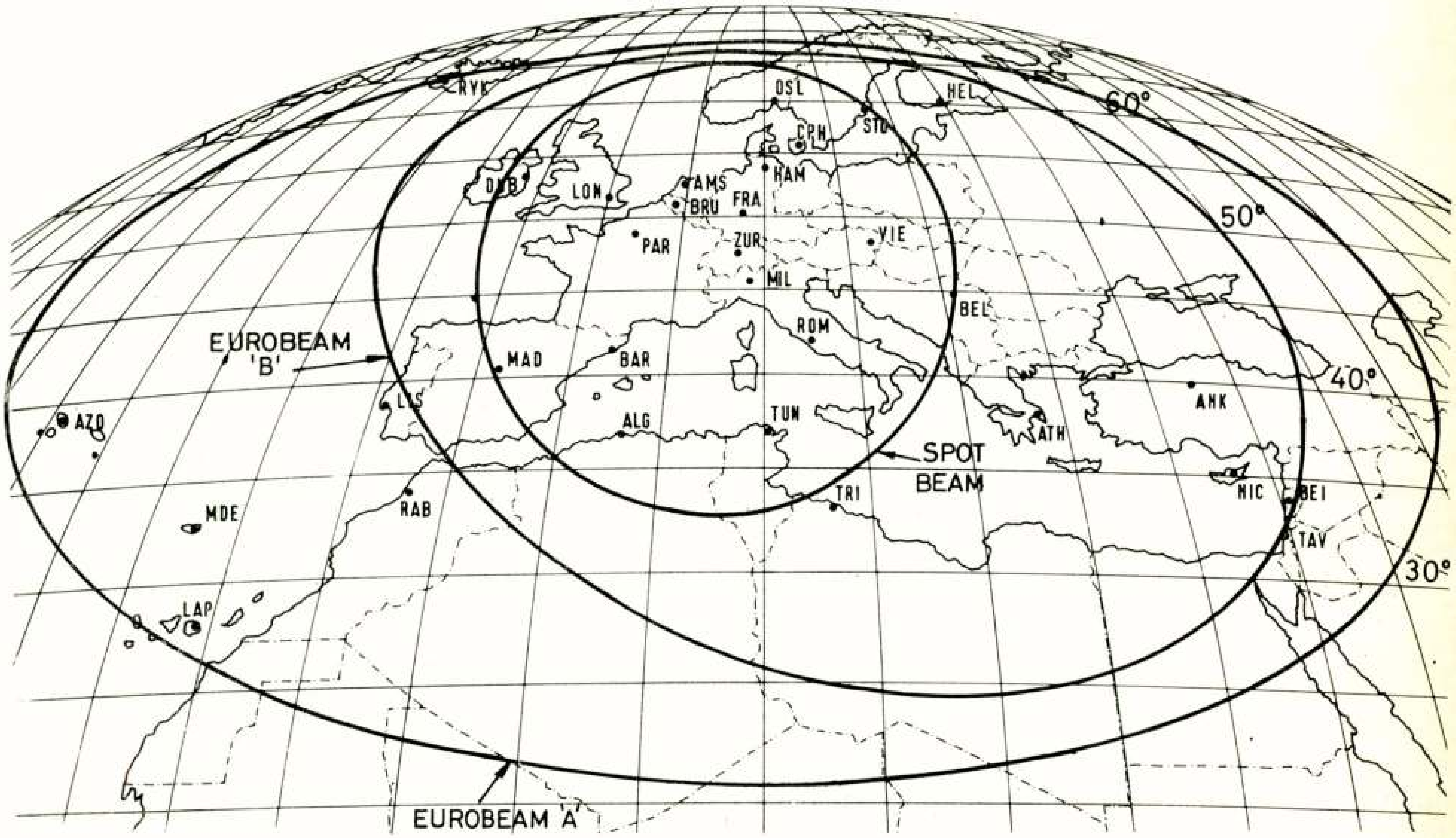


Fig. 9. Service coverage areas of OTS antennas

THE ESRO ORBITAL TEST PROGRAMME

The ESRO experiments form what is called the orbital test programme (OTP) and are aimed at validating the performance of the satellite generally. The OTP comprises some forty well defined experiments covering the performance of:

- the attitude and orbit control system
- the communications system
- the antennas
- the TT&C system
- the power system
- the thermal control system.

The majority of the ESRO experiments will be performed during the first six months after launch and then at intervals to check for degradations during life. The transmission tests which will be performed by ESRO can be grouped under four headings:

- COM 1 - Classical repeater tests covering the amplitude response, the group delay response, power output, and so on for all the repeater channels.
- COM 2 - In-band transmission tests to check the bit error rates which are achieved when passing 60 and 180 MB/s digital signals through the 40 and 120 MHz channels, of Module A; TV tests will also be made through the 40 MHz channels. Low speed digital transmission tests will be made through the 5 MHz channel of module B.
- COM 3 - Co-channel and adjacent channel interference tests. This test is particularly important in the context of frequency re-use by polarisation discrimination.
- COM 4 - Propagation tests which will yield information on fading and depolarisation on both the up- and down links.

TESTS BY OTHER ORGANISATIONS

In addition to the ESRO orbital test programme a more extensive range of experiments will be undertaken by other organisations, and indeed it is hoped that as many people as possible will collaborate with ESRO and make the fullest use of OTS. These tests can be seen to fall into three categories.

Category A. These tests, which will be undertaken by PTT administrations and/or broadcasting authorities, will be concerned with wide-band telephony and television communication experiments via the repeater channels of Module A. Such tests can be expected to include:

- Determination of the performance of both 40 and 120 MHz channels when carrying digital signals in both continuous and burst mode.
- Time division multiple access tests covering practical aspects of synchronisation and burst timing.
- TV transmission using both FM and digital techniques.
- Frequency re-use experiments to establish the overall feasibility of this important system feature, including the efficacy of up-link power control.

. Assessment of impairments due to propagation conditions.
. Terrestrial interface features such as signalling, switching, speech interpolation and integrated digital transmission.
. Pre-operational experience including system reliability, maintenance procedures and identification of those features which should be improved in an operational system.

To partake in this category of experiments large earth stations will be required having antennas with diameters in the range 15 to 19 metres, transmitter powers of up to 2 kW and receiving equipment using uncooled parametric amplifiers of ~150°K noise temperature, together with the appropriate modulation and demodulation equipment.

Category B. These tests will be undertaken by a wider range of experimenters than those mentioned for category A and will include universities, scientific institutions and others who may be interested in obtaining fading and depolarisation data on the up and down links in the 14 and 11 GHz bands respectively. The tests include the following possibilities:

. Linear polarisation - down link fading and depolarisation experiments using the telemetry carrier of the Module A repeater as a beacon signal.
. Circular polarisation - (a) down link fading and depolarisation experiments using the on-board beacon associated with the module B repeater. (b) up link fading and depolarisation experiments using a number of beacon signals transmitted from small earth stations located at various places throughout the OTS service area, and which are relayed back to earth via the Module B repeater channel.

Of these propagation experiments, the up link polarisation test is probably the most complex to perform and it is therefore described as an example of what is involved. Fig. 10 shows a transmitting earth station, the OTS module B repeater and a receiving earth station. The transmitting earth station emits in the 14 GHz band a pair of closely spaced (5 KHz) beacon signals B2 and $\bar{B3}$ on opposite senses of circular polarisation. The module B receiving antenna will pick up the copolar signal B2 and the depolarised component of $\bar{B3}$ and will relay them back to earth, both on the same polarisation, in the 11 GHz band. The relayed signals pass through a common repeater channel, a common down link path and a common earth station receive channel so that gain and loss variations in any of these media affect both of them equally, and the ratio of the two signals may be taken as a measure of the instantaneous up-link polarisation isolation. For all the propagation experiments narrow band phase locked receivers will be required but the associated antennas are a modest two

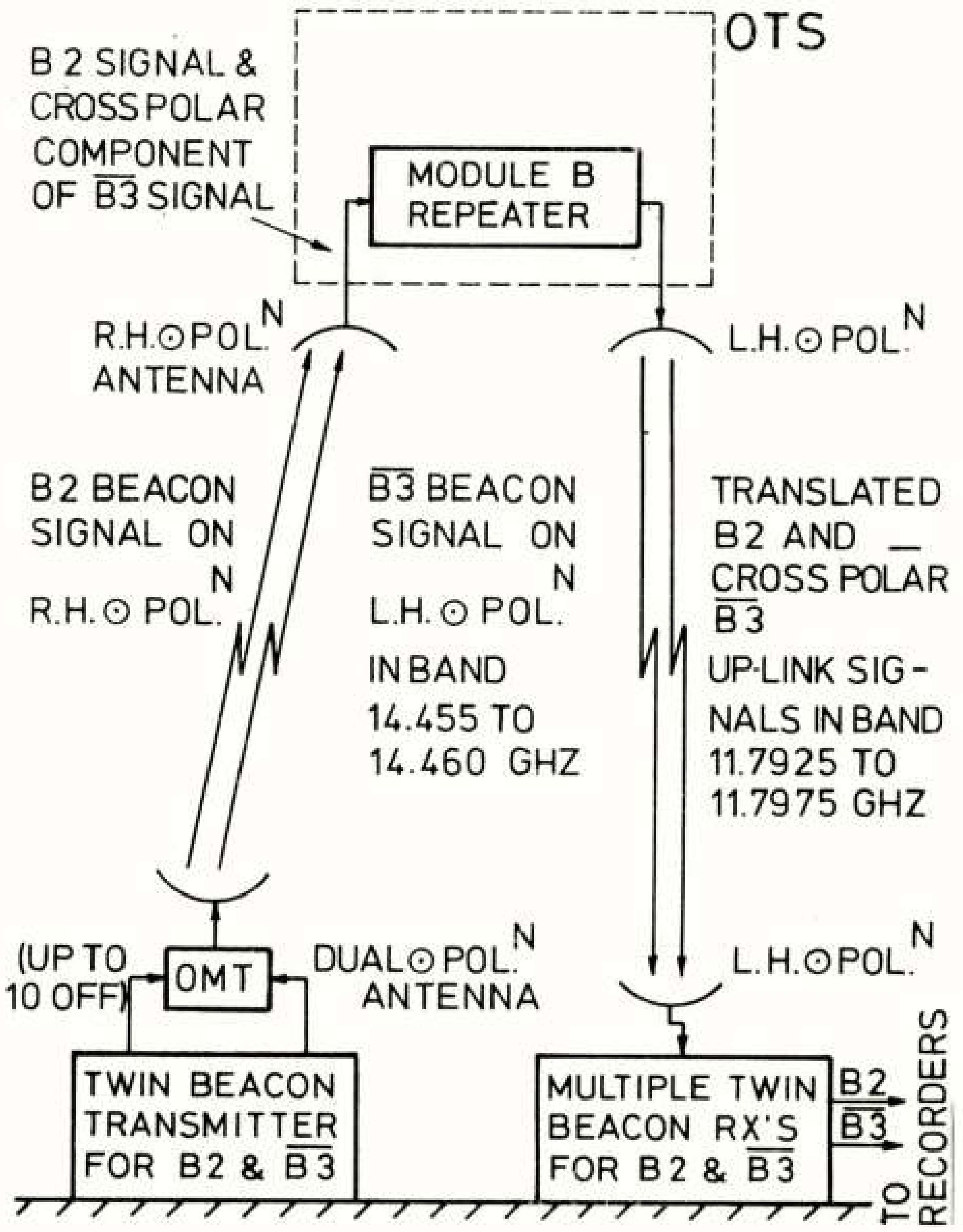


Fig. 10. Earth station and OTS configuration for up link polarisation isolation tests

to three metres in diameter. For up link beacon transmitters the power needed is less than ten watts for the co-polar beacons B2 and less than 100 watts for the cross-polar beacons $\bar{B3}$.

The degree of participation in the propagation experiments can be chosen to suit an experimenter's requirements. For example, down link fading tests call for the simplest and cheapest ground station equipment, whereas the up link polarisation isolation experiment just described calls for more complex and expensive transmitting and receiving facilities.

Category C. These tests are concerned with narrow band communication between small earth stations and will be undertaken by the relevant authorities via the MHz repeater channel of Module B. Communication services particularly suited to small earth terminal satellite systems include:

. Thin route traffic to remote or inaccessible points - for example oil rigs at sea.
. Page printing facsimile.
. Computer to computer connection.
. Remote access to central data banks or computers.
. Data collection.
. Educational TV.
. Conference telecommunications.
. Electronic mail.

The extent to which OTS will be used for trying out some or all of these services is wide open. The facilities provided by Module B are such that, for example, data transmission at a bit rate of 1 to 2 MB/s will be possible between small earth terminals having three metre diameter antennas and 100 watts transmitter power. Another possibility is a test of direct stereo sound broadcasting.

ACKNOWLEDGEMENT

The author would like to acknowledge the encouragement and support of Mr. P.J. Bartholomé and colleagues at ESTEC in connection with the preparation of this paper.

Voordracht gehouden op 21 mei 1974 in het PTT vergadercentrum te Utrecht, tijdens een gemeenschappelijke werkvergadering van het NERG (n° 237), de Beneluxsection van de IEEE en de Sectie voor Telecommunicatietechniek van het KIvI.

LEDENMUTATIES

Voorgestelde leden

Ir. C.B. Dekker, Kasteelplein 10, PFHP 702A-KMA, Breda.
Ir. L.J.M. Janssen, Mondsestraat 2, Haps, post Cuyck.
Ir. C.J. Koomen, J.van Scorellaan 7, Waalre N.B.

Nieuwe leden

Ir. O.J. Verbeij, Lichtenberg 62, Eindhoven.
Ir. J.J. de Waal, Rozenstraat 18, Amersfoort.

Nieuwe adressen van leden

Ir. E.J. van Barneveld, Merendreef 28, Valkenswaard.
R. Decossaux, Heulweg 1, Leersum.
Ir. G.B. Deelman, Montgomerylaan 94, Delft.
Ir. A.G. van Doorn, Statenlaan 80, Rijen.
Ir. J.D. Hoepelman, Lonidiniumdreef 13, Wijk bij Duurstede.
Ir. E.G.F.M. Ivens, Airbornestraat 9, Doetinchem.
Prof.ir. A. Kok, Auskamplanden 115, Enschede.
Ir. S. Kukler, Apollolaan 206, Leiden.
Jhr.ir. J.L.van Lidth de Jeude, Gerrit van der Veenlaan 8, Baarn.
Drs. H.P.Th.van Lohuizen, Eper Veste flat 88, Epe.
Ir. W.F. Pinkse, Van Heutszpark 54, Vlaardingen.
Ir. C.J. Pluygers, Treebord 28, Reeuwijk.
Dr.ir. H. Rinia, Azalealaan 11, 3581 Achel, België.
Ir. T.W.van Steenbergen, Want 67, Huizen N.H.
Ir. E. Vingerling, Vivaldiweg 66, Bunschoten.
Ir. B. Zanting, Bothastraat 20, Ermelo.

Overleden

Ir. C.B. Broersma, Ruimzicht 39, Amsterdam-Osdorp.
Dr.ir. H.de Lange Dzn, Parklaan 43, Bilthoven.
Ir. J.M. Olthuis, Futlaan 37A, Eindhoven.
Ir. P.van Wouwe, Boterweg 32, Vreeland.

Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

Inhoud

deel 39 - nr. 4 - 1974

druk: HET ZUIDEN Eindhoven.